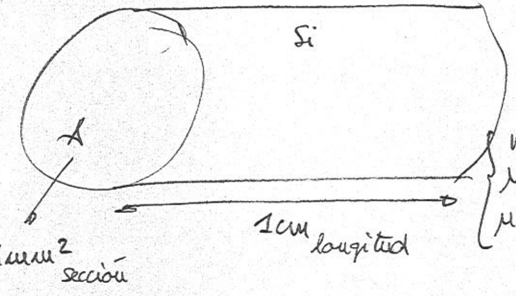
FOTOCOP

* Ejemplo:



$n_i(T) = 3{,}87 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} e^{-\frac{7000}{T}}$ cm^{-3}

$\mu_n(T) = 2{,}1 \cdot 10^9 \, T^{-2{,}5}$ $\frac{cm^2}{Vs}$

$\mu_p(T) = 2{,}3 \cdot 10^9 \, T^{-2{,}7}$ $\frac{cm^2}{Vs}$

Si $T^a = 20°C$, hallar n, p, R en los casos:

a) s.c. intrínseco

b) $N_a = 2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3}
Nd despreciable

c) Repetir a y b a 125°C

a) Por ser s.c. intrínseco $n = p = n_i(20°C) = n_i(293°K) =$

$= 3{,}87 \cdot 10^{16} (293)^{3/2} \cdot e^{-7000/293}$ cm^{-3}

$= 8{,}173 \cdot 10^9$ cm^{-3} → muy pocos átomos ionizados, respecto al total del cristal

así: $\sigma_i = q(\mu_n n + \mu_p p) = q n_i (\mu_n + \mu_p) = 2{,}53 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\Omega cm}$

μ_n: $2{,}1 \cdot 10^9 (293)^{-2{,}5} \frac{cm^2}{Vs} = 1429$; μ_p: $2{,}3 \cdot 10^9 (293)^{-2{,}7} = 503$ → normalmente $\mu_p < \mu_n$

y $\rho_i = 1/\sigma_i = 395{,}8 \cdot 10^3$ Ωcm

y $R = \rho \frac{l}{S} = 39$ MΩ ($l = 1$cm, $S = 0{,}01$ cm²) → en Cu daría fracciones de Ω

b) Si $N_a = 2 \cdot 10^{14}$ se cumple: $N_a - \cancel{N_d} \gg 2 n_i$ (10^{14} vs 10^9)

entonces: $p \simeq N_a = 2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3} → aún siguen siendo pocos comparados con [Si]

$n = \frac{n_i^2}{p} \simeq 3{,}34 \cdot 10^5$ cm^{-3} → esto no es el número de enlaces covalentes rotos (esto es p).

$n \downarrow$ $n < n_i$; pues al ser $p \uparrow$ los e⁻ libres lo tienen fácil para recombinarse.

ahora: $\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p) = 16{,}1 \cdot 10^{-3}$ Ω^{-1}cm^{-3} ⇒ $\rho = 62{,}13$ Ωcm

(desprecio $\mu_n n$ pues $n \ll p$ y μ_n del mismo orden de μ_p)

$R = 6{,}213$ kΩ Al tener $p \uparrow\uparrow \Rightarrow \sigma \uparrow\uparrow R \downarrow\downarrow$

c) Si $T^a = 273 + 125$ °K

Para el s.c intrínseco: $n_i(398°K) = 7{,}1 \cdot 10^{12}$ cm^{-3} ha aumentado bastante

$\mu_n(398°K) = 664{,}5 \frac{cm^2}{Vs}$
$\mu_p(398°K) = 219{,}8 \frac{cm^2}{Vs}$ } ambas disminuyen si $T^a \uparrow$, pero en menor grado a Δn_i

Substituyendo: $\sigma_i = q(\mu_p p + \mu_n n) \simeq 10^{-3}$ Ω^{-1}cm^{-1}

$\rho_i = 10^3$ Ωcm

$R = 100$ kΩ

} σ ↑, R ↓ si $T^a \uparrow$

Para el s.c. extrínseco: $p \simeq 2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3} } la concentración de portadores no aumenta para las corrientes

$n = \frac{n_i^2}{p} = 2{,}5 \cdot 10^{11}$ cm^{-3} → se hace más intrínseco

$\sigma = 7{,}06 \cdot 10^{-3}$ Ω^{-1}cm^{-1} ↓ } pues $\mu_n, \mu_p \downarrow$

$R = 14{,}16$ kΩ ↑

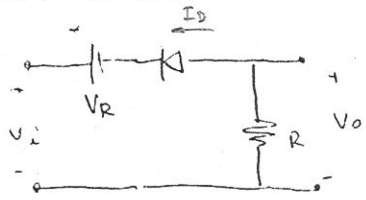
σ ↓, R ↑ si $T^a \uparrow$

10.11.95

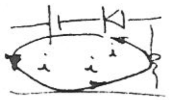
FOTOCOPIA 1

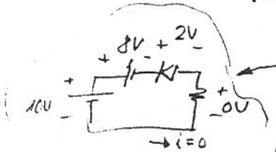
Ctos recortadores a un nivel:

b)



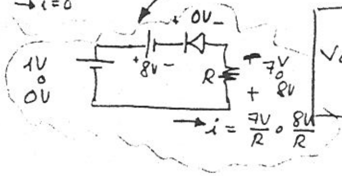
Diodo en el mismo sentido de la corriente creada por V_R



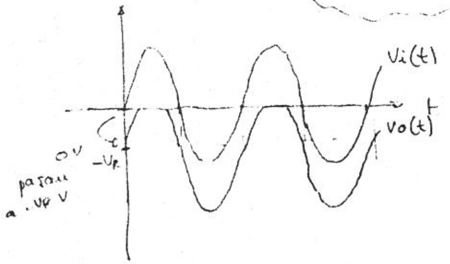


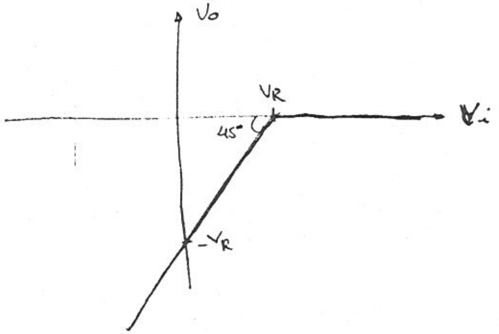
$V_i > V_R \Rightarrow$ d en inversa $\Rightarrow i = 0 \Rightarrow V_o = 0$

$V_i < V_R \Rightarrow V_o = V_i - V_R$ pues $V_d = 0$

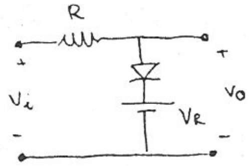


$$V_o = \begin{cases} 0 & V_i > V_R \\ V_i - V_R & V_i < V_R \end{cases}$$





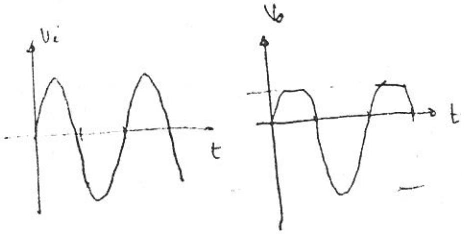
c)

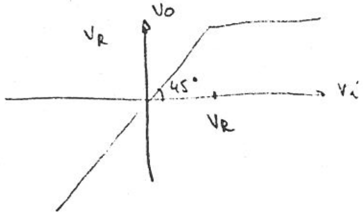


diodo al revés respecto de la corriente de V_R ⇒

⇒ Si $V_i < V_R \Rightarrow$ D off $\Rightarrow V_o = V_i$

$V_i > V_R \Rightarrow$ D on $\Rightarrow V_o = V_R$

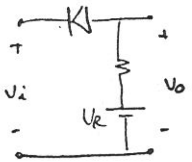




Coment: – en todos los circuitos vistos, al usar un diodo real, debemos añadir una caída de V_γ en el diodo, o bien, sustituir el diodo –▷|– por –▷|–|| V_γ

FOTOCOPIA 2:

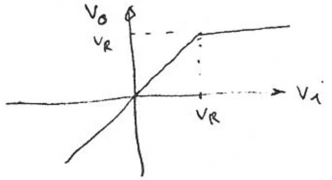
d)



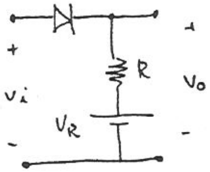
El diodo conduce a menos que $V_i > V_R$

Si el diodo está en corte: $V_o = V_R$

" " " conduce: $V_o = V_i$



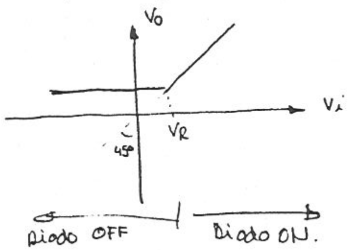
e)



Diodo ON ⇒ $V_o = V_i$

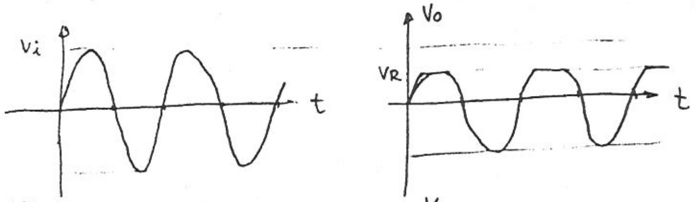
" off ⇒ $V_o = V_R$

$V_i < V_R \Rightarrow i$ ↶ ⇒ diodo off.

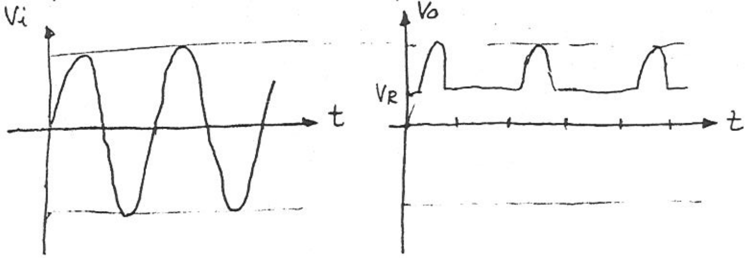


En estos dos casos no se produce desplazamiento de la señal, por no haber ninguna pila entre V_o y V_i:

d)



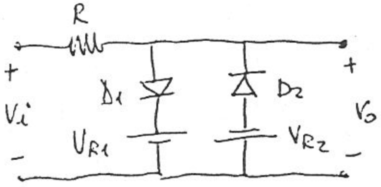
e)



16.11.95

FOTOCOPIA 3:

** **Ejemplo**: Hallar la función de transferencia del siguiente circuito:*



$V_o(V_i) = ?$

Datos: $V_{R1} = 3V$
$V_{R2} = 4V$
$R = 3,8\,k\Omega$

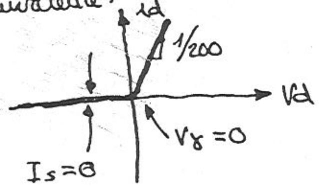
Suponer que los diodos se pueden aproximar por tramos tomando:

$R_D = 200\Omega$; $I_S = 0$; $V_\gamma = 0$, $V_z = \infty$

Solución: (utilizando la metodología presentada):

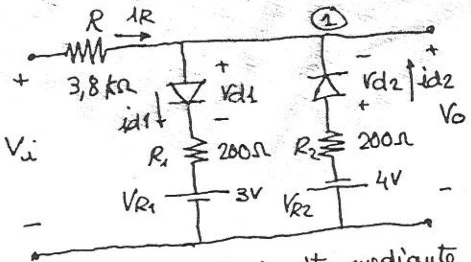
Paso 1: Substituir los diodos por sus modelo equivalente:

La curva característica es en este caso: →



y por lo tanto los diodos equivalen a:

El circuito equivalente es:



Paso 2: Obtener las ecuaciones del circuito mediante KVL's y expresar V_o en función de las variables i_d i V_d

KVL en la malla de diodo 1 y Vi: $V_i = i_R R + V_{d1} + i_{d1}R_1 + V_{R1}$

" " " " " 2 " ": $V_i = i_R R - V_{d2} - i_{d2}R_2 - V_{R2}$

KCL en el nodo ①: $i_R = i_{d1} - i_{d2}$ ← La utilizamos para eliminar i_R en

Tensión de salida: $V_o = V_i - i_R R = V_i - i_{d1}R + i_{d2}R$

Substituyendo valores:
$$\begin{cases} V_i = 4000\,i_{d1} - 3800\,i_{d2} + V_{d1} + 3 \\ V_i = 3800\,i_{d1} - 4000\,i_{d2} - V_{d2} - 4 \\ V_o = V_i - 3800(i_{d1} - i_{d2}) \end{cases}$$

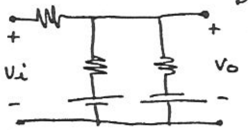
FOTOCOPIA 4

Si expresamos todas las corrientes en mA, ~~podemos~~ debemos dividir sus coeficientes por 1000, para que el resultado siga siendo válido:
$$\begin{cases} V_i = 4\,i_{d1} - 3,8\,i_{d2} + V_{d1} + 3 \\ V_i = 3,8\,i_{d1} - 4\,i_{d2} - V_{d2} - 4 \\ V_o = V_i - 3,8(i_{d1} - i_{d2}) \end{cases}$$

Paso 3: Vamos a estudiar el circuito que queda al substituir los diodos por cortocircuitos o abiertos (modelo de interruptor).

Al haber 2 diodos ideales, tenemos 4 estados a estudiar: D_1 ON → D_2 ON; D_1 OFF → D_2 OFF

Caso ①: D_1 ON, D_2 ON. El circuito es:



$\begin{cases} V_{d1} = 0 \\ i_{d1} > 0 \end{cases}$ $\begin{cases} V_{d2} = 0 \\ i_{d2} > 0 \end{cases}$ → Substituyendo las igualdades (=0 =0) en las dos ecuaciones, nos queda:

$$\begin{cases} V_i = 4\,i_{d1} - 3,8\,i_{d2} + 3 \\ V_i = 3,8\,i_{d1} - 4\,i_{d2} - 4 \end{cases}$$

Ahora sí podemos obtener i_{d1}, i_{d2} en función de V_i (y también V_o en función de V_i). Antes faltaban ecuaciones; las características del diodo que ahora hemos usado.

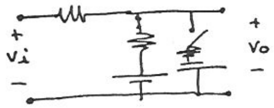
Solución del sistema:

$$i_{d1} = \frac{0,2V_i - 27,2}{1,56} \; ; \; i_{d2} = \frac{-0,2V_i - 27,4}{1,56}$$

debemos exigir $\begin{cases} i_{d1} > 0 \Rightarrow 0,2V_i - 27,2 > 0 \Rightarrow V_i > 136 \\ i_{d2} > 0 \Rightarrow -0,2V_i - 27,4 > 0 \Rightarrow V_i < -137 \end{cases}$ No es posible.

por lo tanto ambos diodos no pueden conducir al mismo tiempo y el estado del caso ① es imposible.

Caso ②: D_1 ON $\Rightarrow \begin{cases} V_{d1} = 0 \\ i_{d1} > 0 \end{cases}$ y D_2 OFF $\Rightarrow \begin{cases} V_{d2} < 0 \\ i_{d2} = 0 \end{cases}$



Substituyendo en las ecuaciones: $\begin{cases} V_i = 4\,i_{d1} + 3 \\ V_i = 3,8\,i_{d1} - V_{d2} - 4 \end{cases}$

Resolviendo i_{d1} y V_{d2} en función de V_i: $\begin{cases} i_{d1} = \frac{V_i - 3}{4} > 0 \Rightarrow V_i > 3 \\ V_{d2} = \frac{-0,2V_i - 27,4}{4} < 0 \Rightarrow V_i > -137 \end{cases}$

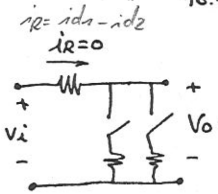
Para asegurar $\begin{cases} i_{d1} > 0 \\ V_{d2} < 0 \end{cases}$ se requiere $V_i > 3$. (Mayor restricción que $V_i > -137$.)

Y entonces: $V_o = V_i - 3,8\,i_{d1} = \frac{0,2V_i + 11,4}{4}$ (con $i_{d1} = \frac{V_i - 3}{4}$)

16.11.95

FOTOCOPIA 5:

Caso ③ : D_1 OFF $\Rightarrow \begin{cases} i_{d1}=0 \\ v_{d1}<0 \end{cases}$ y D_2 OFF $\Rightarrow \begin{cases} i_{d2}=0 \\ v_{d2}<0 \end{cases}$



En este caso está claro que $V_o=V_i$ pues $i_R=0$

El sistema de ecuaciones se reduce a: $\begin{cases} V_i = V_{d1}+3 \\ V_i = -V_{d2}-4 \end{cases}$

Y por lo tanto hallamos: $\begin{cases} V_{d1} = V_i - 3 < 0 \Rightarrow V_i < 3 \\ V_{d2} = -4 - V_i < 0 \Rightarrow V_i > -4 \end{cases}$ $\quad -4 < V_i < 3$

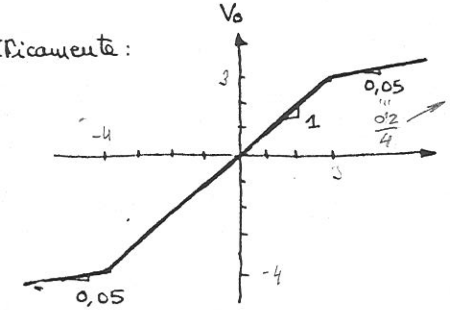
Caso ④ : D_1 OFF ; D_2 ON $\quad$ Ahora: $\begin{cases} V_i = -3{,}8\, i_{d2} + V_{d1} + 3 \\ V_i = -4\, i_{d2} - 4 \end{cases} \Rightarrow$

($i_{d1}=0$, $V_{d1}\le 0$; $i_{d2}>0$, $V_{d2}=0$)

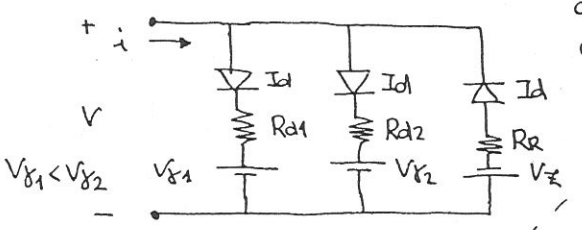
$\Rightarrow \begin{cases} i_{d2} = \dfrac{-V_i-4}{4} > 0 \Rightarrow V_i < -4 \\ v_{d1} = \dfrac{0{,}2\, v_i - 27{,}2}{4} < 0 \Rightarrow v_i < 136 \end{cases}$ $\quad v_i < -4$ para estar en el caso ④.

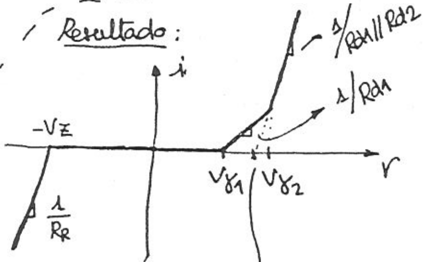
Juntando los 3 casos posibles: $\quad v_o = \begin{cases} \dfrac{0{,}2 v_i + 11{,}4}{4} & \text{si } V_i > 3 \\ v_i & \text{si } -4 < v_i < 3 \\ \dfrac{0{,}2 v_i - 15{,}2}{4} & \text{si } v_i < -4 \end{cases}$

Gráficamente:



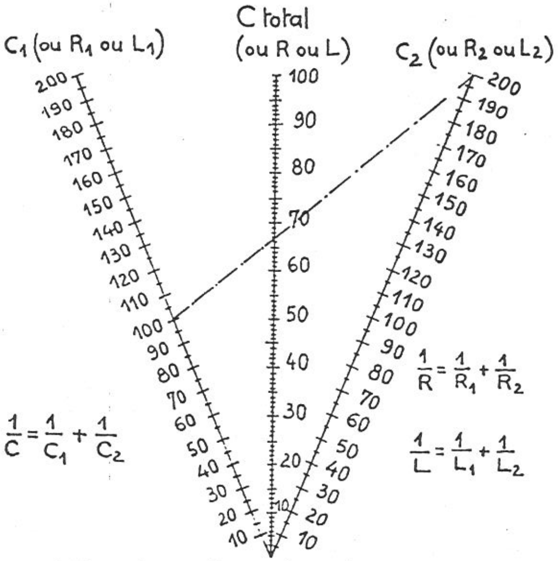
Ejercicio propuesto: demostrar que el siguiente circuito es un modelo lineal del diodo, hallando su característica V(i) e identificándola con una aproximación de la característica del diodo con 4 tramos.





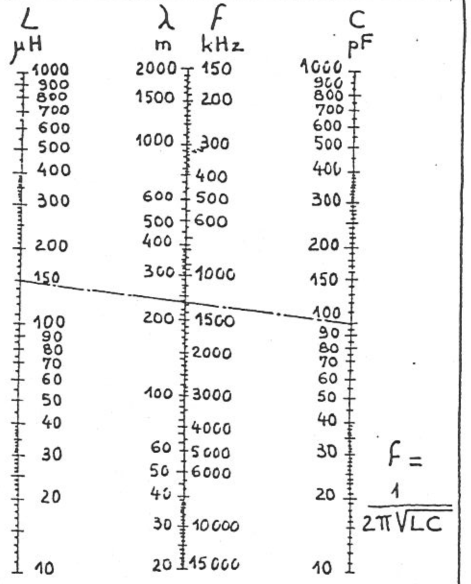
Hallar 4 regiones: $V_d < -V_Z, \ldots$

Para $V_d > V_{\gamma 2}$ hallar: $i_d = \dfrac{v_d - \dfrac{V_{\gamma 1} R_{d2} + V_{\gamma 2} R_{d1}}{R_{d1}+R_{d2}}}{R_{d1} \parallel R_{d2}}$



$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$ $\quad \frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$ $\quad \frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$

Fig. 213 — Capacités en série, résistances ou inductances en parallèle



$f = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Fig. 214 — Fréquence de résonance

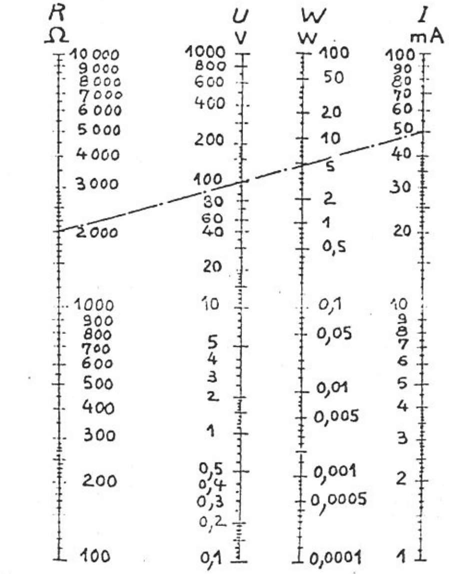
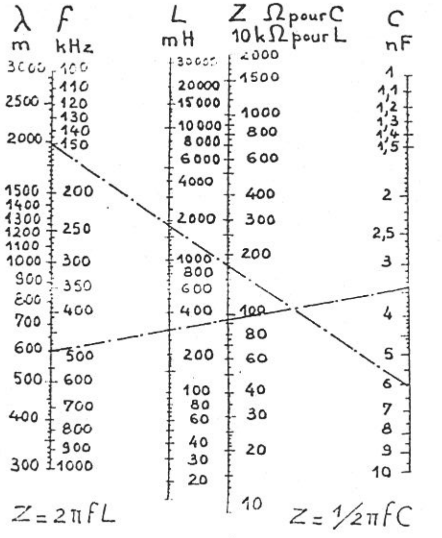


Fig. 215 — Relations entre tension, courant et résistance — Calcul de puissance



$Z = 2\pi f L$ $\quad Z = 1/2\pi f C$

Fig. 216 — Impédance d'une inductance ou d'une capacité

$$V_i = -3'8\, i_{d2} + V_{d1} + 3$$

$$i_{d2} = \frac{-V_i - 4}{4}$$

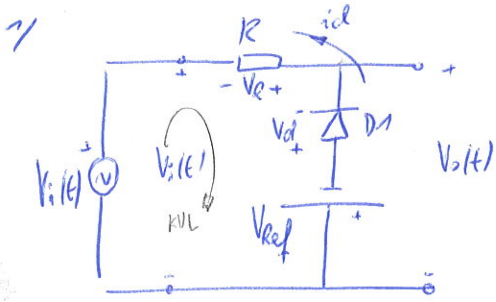
$$V_i + 3'8\left(\frac{-V_i - 4}{4}\right) - 3 = V_{d1}$$

$$V_i\left(1 - \frac{3'8}{4}\right) + \frac{3'8 \cdot (-4)}{4} - 3 = V_{d1}$$

$$V_{d1} = \frac{0'2\, V_i + \overset{3'2}{0'8 \cdot 4}}{4}$$

- RECORTADORES A UN NIVEL -

1/



Vref: tensión de referencia. Depende del recorte (del diseño), no del modelo de diodo.

KVL: $V_i = -id \cdot R - V_d - V_{ref}$

* $D_{ON} \rightarrow V_{d_1} = 0$, $id_1 > 0$

KVL: $V_i = -id_1 R - V_{ref} \rightarrow id_1 = \frac{-V_i - V_{ref}}{R} > 0$

↓

$V_i < -V_{ref}$: Para que D1 conduzca.

$\cdot\ V_o = -V_{ref} - V_{d_1} = -V_{ref}$ (con $V_{d_1} = 0$)

* $D_{OFF} \rightarrow V_d < 0$, $id = 0$

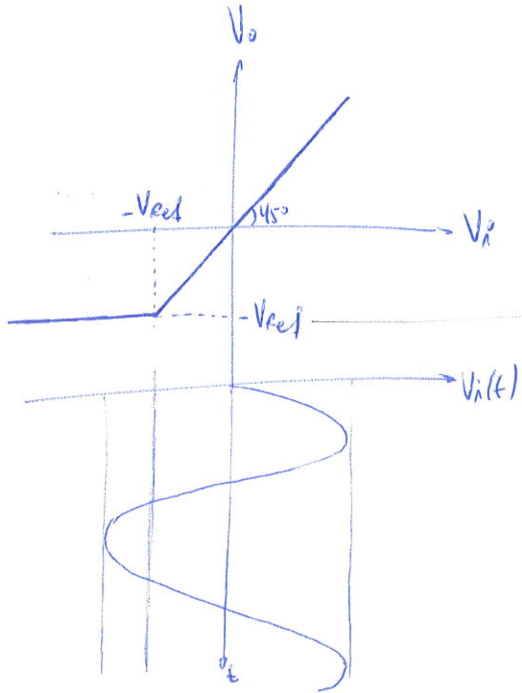
$\cdot\ V_i = -V_d - V_{ref} \rightarrow V_d = -V_{ref} - V_i < 0$

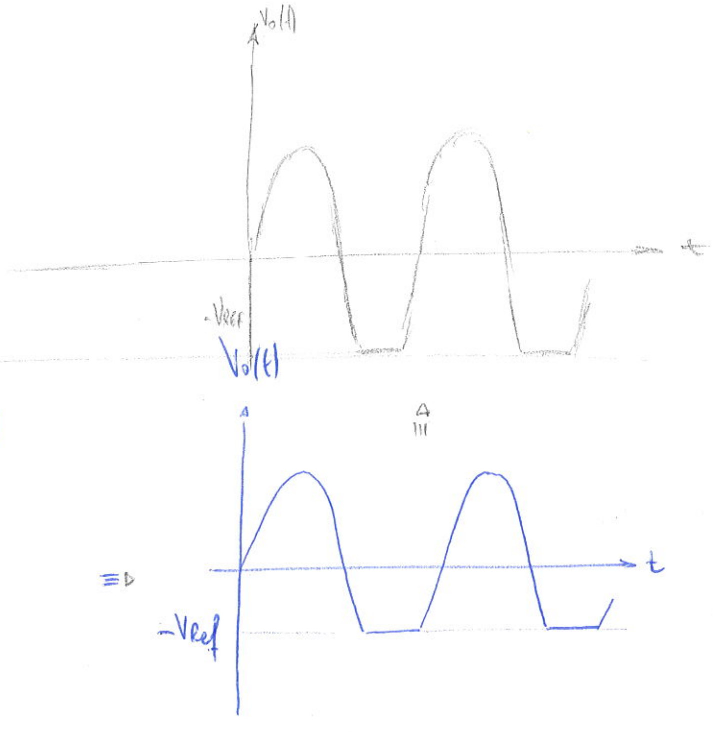
↓

$V_i > -V_{ref}$

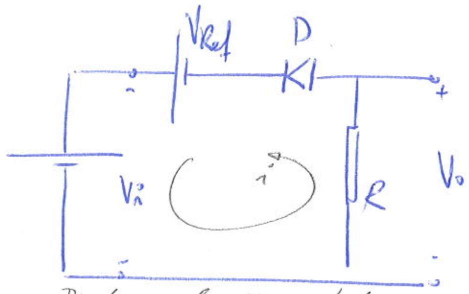
$\cdot\ V_o = -V_{ref} - V_{d_1}$ → No sirve $V_d > 0$, $V_d = ?$

$\hookrightarrow V_o = V_i - id \cdot R = V_i$ (con $id = 0$)





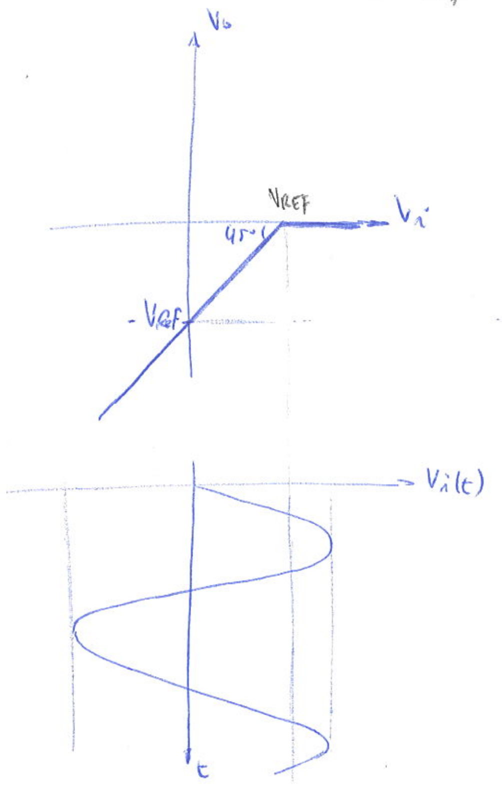
2/

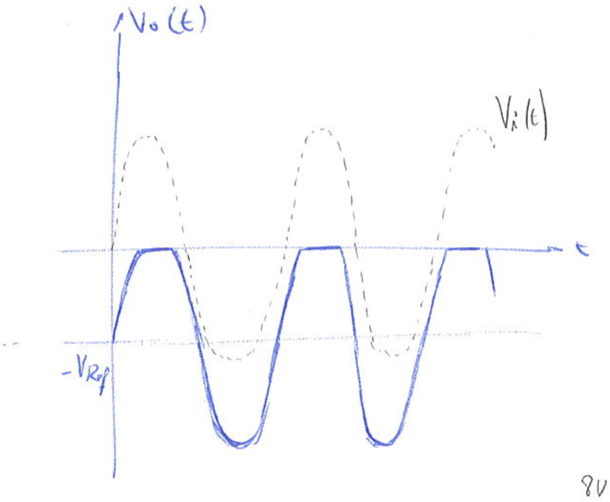


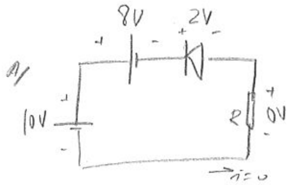
· Diodo en el mismo sentido de la corriente creada por V_{ref}.

A/ $V_i > V_{Ref} \Rightarrow$ D en inversa $\Rightarrow i = 0 \Rightarrow$ $\underline{V_o = 0\,V}$.

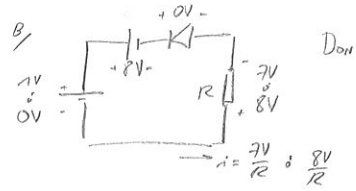
B/ $V_i < V_{Ref} \Rightarrow$ D en directa $\Rightarrow i < 0 \Rightarrow$ $\underline{V_o = V_i - V_R}$.
$i_d > 0$.





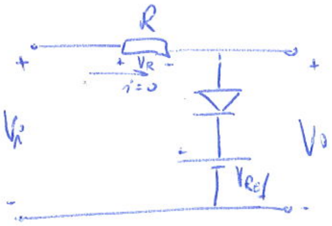


$D_{OFF} \rightarrow V_d > 0$
$i_d = 0 = i$;



$D_{ON} \rightarrow V_d = 0$
$i_d > 0,\ i < 0$

3/



$V_i = 0 \rightarrow V_o = 0V$

· Al conectarlo a una fuente:

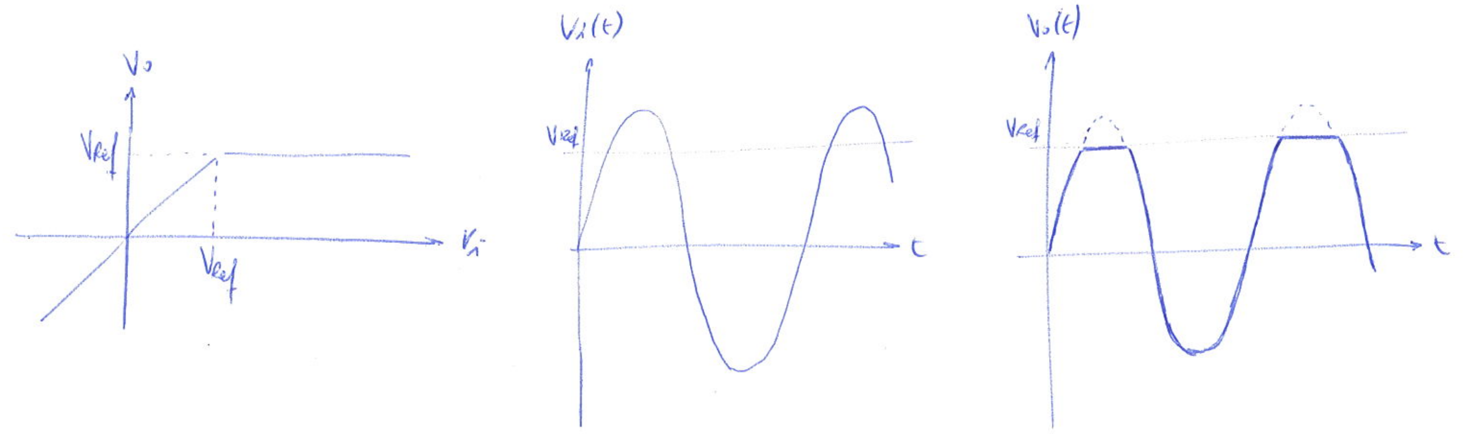
$V_i > V_R \Rightarrow D_{ON} \Rightarrow$ $\underline{V_o = V_{Ref}}$

$V_i < V_R \Rightarrow D_{OFF} \Rightarrow i = 0 \Rightarrow V_R = 0 \Rightarrow$ $\underline{V_o = V_i}$

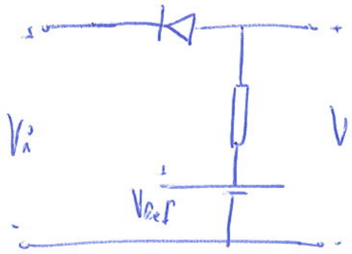
Comentario: - en todos los circuitos vistos, al usar el diodo real, debemos añadir una caída de V_γ en el diodo, o bien, sustituir el diodo por

$V_i > V_{ref} + 0'6\,V \Rightarrow D_{ON} \Rightarrow V_o = V_{ref} + V_\gamma = V_R + 0'6$
($0'6\,V = V_\gamma$)

$V_i < V_{ref} + 0'6\,V \Rightarrow D_{OFF} \Rightarrow V_o = V_i$



4/



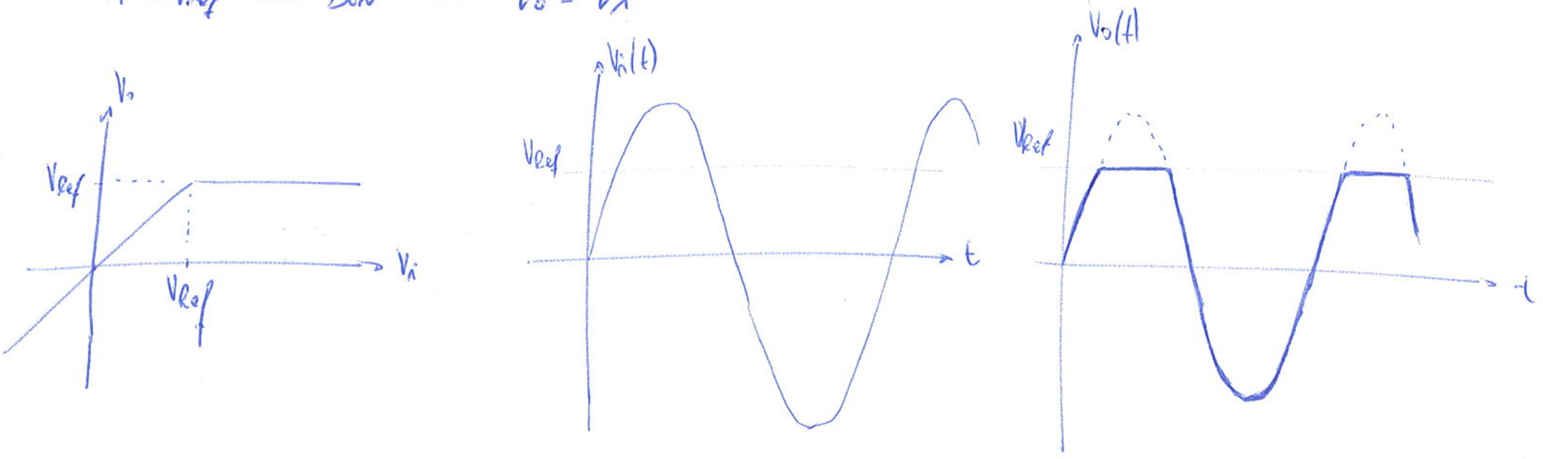
El diodo conduce a menos que $V_i > V_{Ref}$

Si el diodo está en corte: $V_o = V_{Ref}$

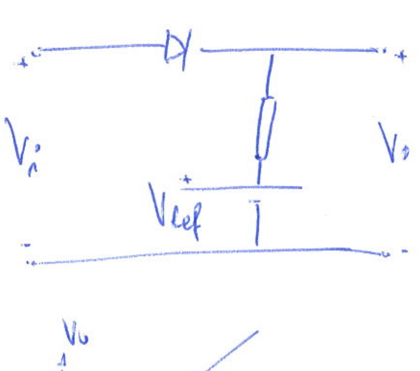
" " " conduce: $V_o = V_i$

$V_i > V_{Ref} \Rightarrow D_{OFF} \Rightarrow I=0 \Rightarrow V_o = V_{Ref}$

$V_i < V_{Ref} \Rightarrow D_{ON} \Rightarrow V_o = V_i$



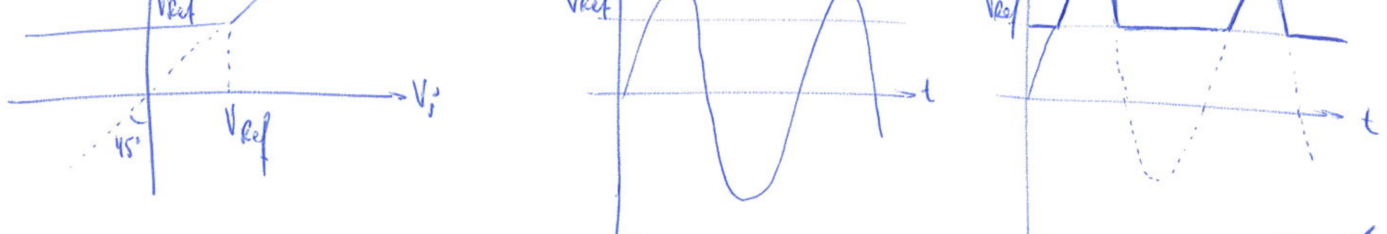
5/



$D_{ON} \Rightarrow V_o = V_i$

$D_{OFF} \Rightarrow V_o = V_{Ref}$

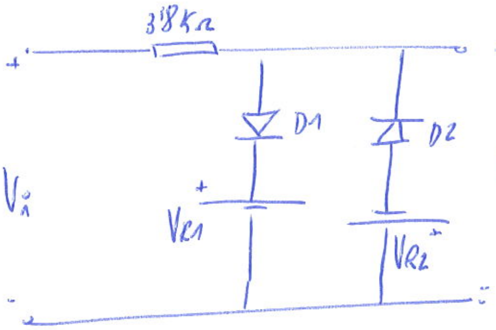
$V_i < V_{Ref} \Rightarrow i_d = 0 \Rightarrow$ diodo off



* En estos dos casos no se produce desplazamiento de la señal, por no haber ninguna pila entre V_o y V_i

– Recortadores a dos niveles –

* Hallar la función de transferencia del siguiente circuito:

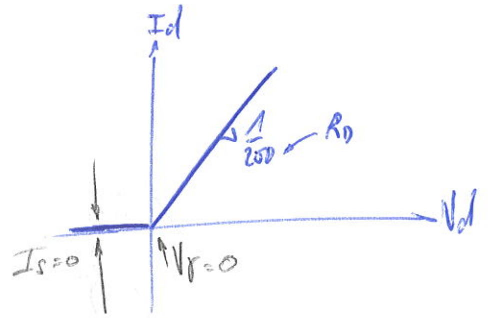


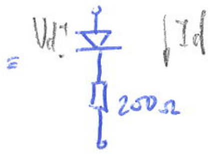
$V_o(V_i) = ?$

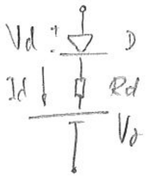
Datos: $V_{R1} = 3V$

$V_{R2} = 4V$.

Suponer que los diodos se pueden aproximar por tramos tomando: $R_D = 200\Omega$, $I_S = 0$, $V_\gamma = 0$, $V_Z = \infty$.







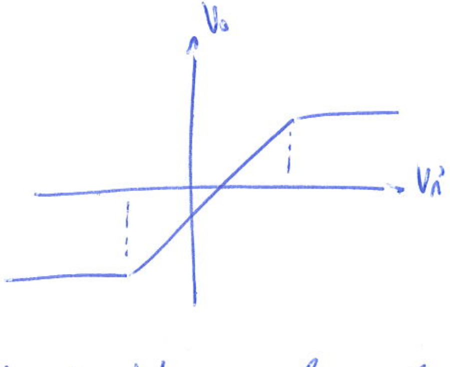
→ ON $V_d = 0$, $I_d \geq 0$

→ OFF $V_d < 0$, $I_d = 0$

• Solución: (utilizando la metodología presentada)

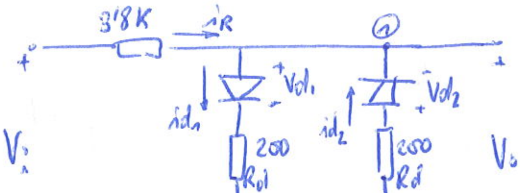
obj

curva característica de recortadores a 2 niveles:



← 3 estados (= rectas) posibles para los 2 diodos. Hay 2 codos o recortes, 3 comportamientos.

Paso 1: Substituir los diodos por su modelo equivalente.



<u>Paso 2</u>: Obtener las ecuaciones del circuito mediante KVL's y expresar V_o en función de las variables id i Vd.

KVL_{D1,V_i} : $V_i = i_R \cdot R + Vd_1 + id_1 \cdot Rd + V_{K1}$

KVL_{D2,V_i} : $V_i = i_R \cdot R - Vd_2 - id_2 \cdot Rd - V_{K2}$

KCL_1 : $i_R = id_1 + (-id_2)$

Tensión de salida: $V_o = V_i - R \cdot i_R = V_i - R(id_1 - id_2)$

Substituyendo valores y expresando las corrientes en mA →

$$\begin{cases} V_i = 4id_1 - 3'8\,id_2 + Vd_1 + 3 \\ V_i = 3'8\,id_1 - 4id_2 - Vd_2 - 4 \\ V_o = V_i - 3'8(id_1 - id_2) \end{cases}$$

<u>Paso 3</u>: Vamos a estudiar el circuito que queda al substituir los diodos por cortocircuito o abiertos (= modelo interruptor).

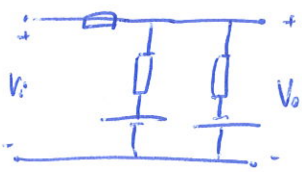
Al haber 2 diodos ideales, tenemos 4 estados a estudiar:

D1 ON → D2 ON
D1 OFF → D2 OFF

ON ON
ON OFF
OFF ON
OFF ON

- Caso 1 - D_1 ON $\begin{cases} Vd_1 = 0 \\ id_1 > 0 \end{cases}$, D_2 ON $\begin{cases} Vd_1 = 0 \\ id_2 > 0 \end{cases}$

el circuito es:



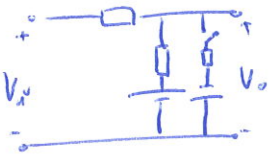
$$\begin{cases} V_i = 4id_1 - 3'8\,id_2 + 3 \\ V_i = 3'8\,id_1 - 4id_2 - 4 \end{cases}$$

solución del sistema: $id_1 = \frac{0'2\,V_i - 27'2}{1'56}$

$id_2 = \frac{-0'2\,V_i - 27'4}{1'56}$

debemos exigir: $\begin{cases} id_1 > 0 \\ id_2 > 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} 0'2V_i - 27'2 > 0 \\ -0'2V_i - 27'4 > 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_i > 136 \\ V_i < -137 \end{cases}$ ~ <u>No es posible</u>.

– Caso 2 – D_1 ON $\begin{cases} V_{d1} = 0 \\ i_{d1} > 0 \end{cases}$, D_2 OFF $\begin{cases} V_{d2} < 0 \\ i_{d2} = 0 \end{cases}$



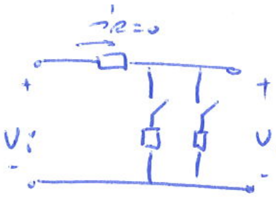
$$\begin{cases} V_i = 4 i_{d1} + 3 \\ V_i = 3'8\, i_{d1} - V_{d2} - 4 \end{cases} \rightarrow \text{sól: } i_{d1} = \frac{V_i - 3}{4} > 0 \rightarrow \underline{V_i > 3}$$

$$V_{d2} = \frac{-0'2\, V_i - 27'4}{4} < 0 \rightarrow V_i > -137$$

Para asegurar $\begin{cases} i_{d1} > 0 \\ V_{d2} < 0 \end{cases}$ se requiere $\underline{V_i > 3}$.

Y entonces: $V_o = V_i - 3'8\, i_{d1} = \dfrac{0'2\, V_i + 11'4}{4}$, con $i_{d1} = \dfrac{V_i - 3}{4}$

– Caso 3 – D_1 OFF $\begin{cases} i_{d1} = 0 \\ V_{d1} < 0 \end{cases}$, D_2 OFF $\begin{cases} i_{d2} = 0 \\ V_{d2} < 0 \end{cases}$



En este caso está claro que $\underline{V_o = V_i}$ pues $i_R = 0$. $(i_{d1} = i_{d2} = 0)$

$$\rightarrow \begin{cases} V_i = V_{d1} + 3 \\ V_i = -V_{d2} - 4 \end{cases} \rightarrow \text{sól: } \begin{matrix} V_{d1} = V_i - 3 < 0 \rightarrow V_i < 3 \\ V_{d2} = -4 - V_i < 0 \rightarrow V_i > -4 \end{matrix} \Big\} \ \underline{-4 < V_i < 3}$$

– Caso 4 – D_1 OFF, D_2 ON $\Rightarrow$ $i_{d1} = 0$, $V_{d2} = 0$

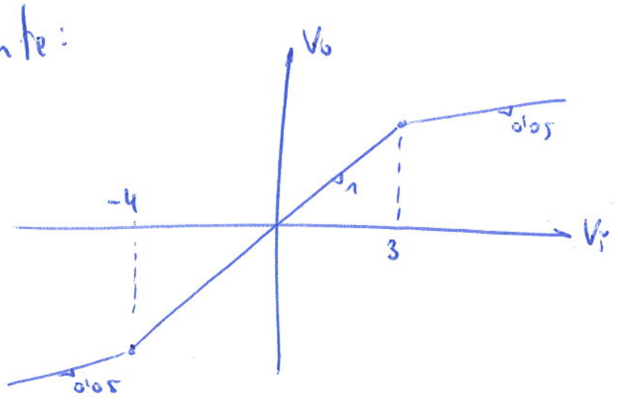
$$\begin{cases} V_i = -3'8\, i_{d2} + V_{d1} + 3 \\ V_i = -4\, i_{d2} - 4 \end{cases} \rightarrow \text{sól: } i_{d2} = \frac{-V_i - 4}{4} > 0 \rightarrow \underline{V_i < -4}$$ → para estar en el caso 4.

$$V_{d1} = \frac{0'2\, V_i - 27'2}{4} > 0 \rightarrow V_i < 136.$$

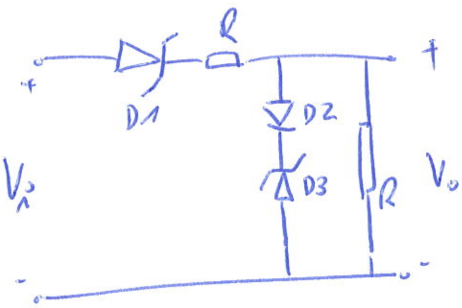
Juntando los 3 casos posibles:

$$V_o = \begin{cases} \dfrac{0'2 V_i + 11'4}{4} & \text{si } V_i > 3 \\ V_i & \text{si } -4 < V_i < 3 \\ \dfrac{0'2\, V_i - 15'2}{4} & \text{si } V_i < -4 \end{cases}$$

gráficamente:

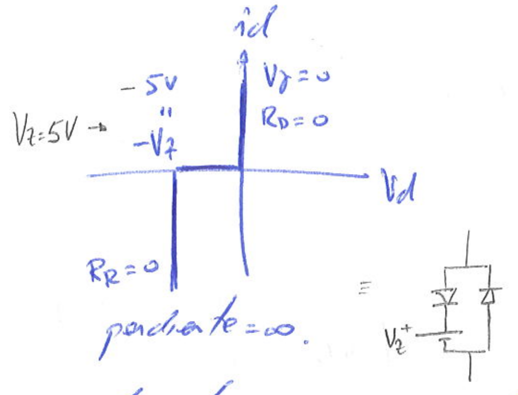


* Hallar la función de transferencia suponiendo ideales los diodos y zeners.



R=1K

Zener ideal:



3 estados:
- conducción.
- corte.
- inversa.

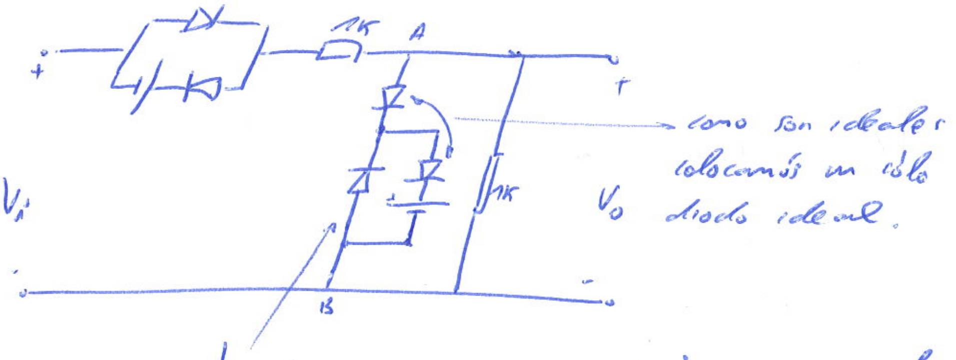
El zener ideal se comporta en directa como un diodo ideal.

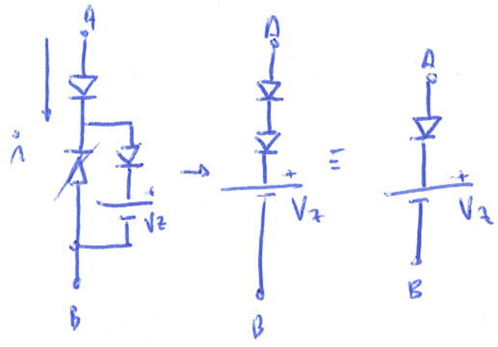
El no. total de estados es:

no. estados D1 × no. estados D2 × no. estados D3

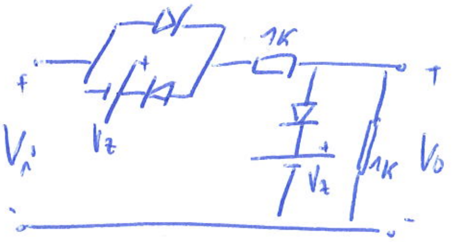
3 × 3 × 2 = 18 estados.

→ sustituimos los diodos por sus modelos:





Y el circuito nos queda:



3 estados × 2 estado → 6 estados posibles.

=

2×2×2 = 8 casos posibles

Hay que estudiar los 6 estados posibles:

1/ D_1 OFF, D_2 OFF

2/ D_1 ON, D_2 OFF

3/ D_1 ON, D_2 ON

4/ D_1 Ruptura Inversa, D_2 OFF

~~5/ D_1 OFF, D_2 ON~~

~~6/ D_1 INV., D_2 ON~~

Los estados 5 y 6 no son posibles por leyes de Kirchoff. ↲

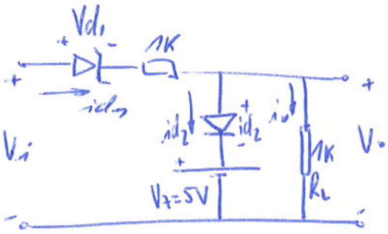
· y establecer las eq. del circuito mediante Kirchoff.

KVL: Rama izquierda → $V_i = V_{d1} + i_{d1} \cdot 1K + V_{d2} + 5V$

Rama derecha → $V_i = V_{d1} + i_{d1} \cdot 1K + \underbrace{(i_{d1} - i_{d2})}_{i_o} \cdot 1K$

KCL: $i_o = i_{d1} - i_{d2}$

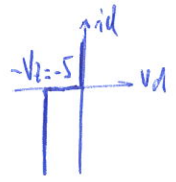
Salida: $V_o = i_o \cdot 1K = V_i - V_{d1} - i_{d1} \cdot 1K = V_{d2} + 5V$



· 3/ Sustituimos en los diferentes estados:

<u>1</u> D_1 OFF $\begin{cases} -5 < V_{d1} < 0 \\ i_{d1} = 0 \end{cases}$, D_2 OFF $\begin{cases} V_{d2} < 0 \\ i_{d2} = 0 \end{cases}$

Zener ideal:

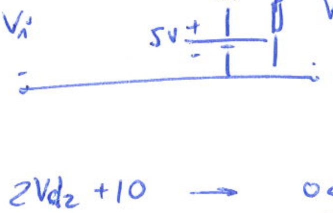


$\begin{cases} V_i - 5 = V_{d1} + 0 + V_{d2} \\ V_i = V_{d1} + 0 + 0 \end{cases} \longrightarrow V_i = V_{d1}$, $\underline{-5 < V_i < 0}$

· $V_o = (i_{d1} - i_{d2}) \cdot 1K = 0 \longrightarrow \underline{V_o = 0}$

($i_{d1} = 0$, $i_{d2} = 0$, $i_o = 0$)

<u>2</u> D_1 ON, D_2 OFF



$\begin{cases} V_i - 5 = 0 + V_{d2} + i_{d1} \\ V_i = 0 + 2i_{d1} - 0 \end{cases} \longrightarrow i_{d1} = \frac{V_i}{2}$; $V_i > 0$

$V_i - 5 = V_{d2} + \frac{V_i}{2} \longrightarrow V_i = 2V_{d2} + 10 \longrightarrow \underline{0 < V_i < 10}$

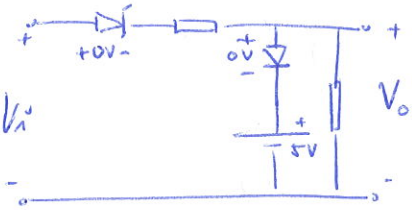
· $\underline{V_o = \frac{V_i}{2}} \longleftarrow V_o = V_i - \underset{V_{d1}}{0} - \underset{\frac{V_i}{2}}{i_{d1}} = \frac{V_i}{2}$

3 $\quad D_1$ ON , D_2 ON

$$\begin{cases} V_i - 5 = 0 + 0 + i_{d_1} \longrightarrow i_{d_1} = V_i - 5 & V_o = i_{d_1} + 5 \ , \ V_i > 5 \\ V_i = 0 + 2 i_{d_1} - i_{d_2} \longrightarrow V_i = 2V_i - 10 + i_{d_2} \Longrightarrow \underline{V_i > 10} \end{cases}$$

, cogemos la más restrictiva.

$V_o = V_{d_2} + 5 = 5$, $\underline{V_o = 5\ V}$ (ya que D_2 ON, $V_{d_2} = 0$)

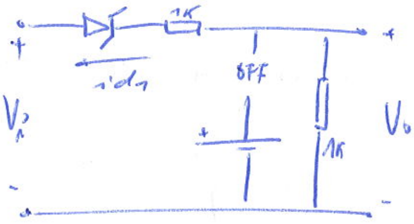


4 $\quad D_1$ Ruptura Inversa $\begin{cases} V_{d_1} = -5V \\ i_{d_1} < 0 \end{cases}$, D_2 OFF $\begin{cases} V_{d_2} < 0 \\ i_{d_2} = 0 \end{cases}$

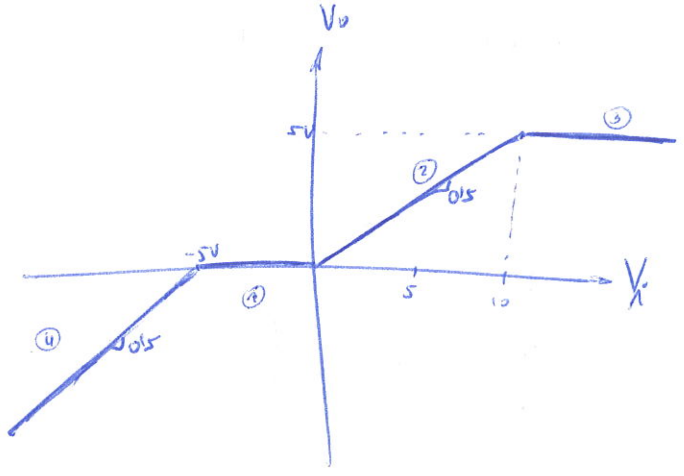
$$\begin{cases} V_i - 5 = \overset{-5}{V_{d_1}} + V_{d_2} + i_{d_1} \\ V_i = \underset{-5}{V_{d_1}} + 2 i_{d_1} - \underset{0}{0} \longrightarrow i_{d_1} = \dfrac{V_i + 5}{2} \ ; \longrightarrow V_i = -5 + \ominus \ , \ \underline{V_i < -5} \end{cases}$$

$i_{d_1} < 0 \rightarrow \frac{V_i + 5}{2} < 0 \rightarrow \underline{V_i < -5}$ $\quad$ algo negativo

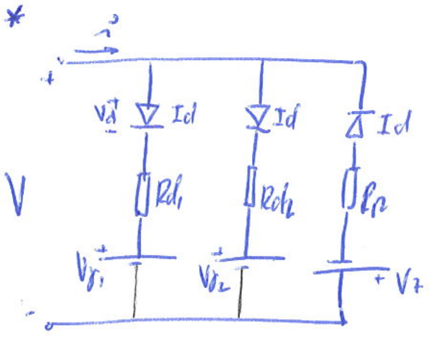
$V_o = V_i + 5 - \dfrac{V_i + 5}{2} \longrightarrow \underline{V_o = \dfrac{V_i}{2} + 2'5}$



· Característica del circuito (Función de transferencia).



*



$V(i)$, $V\gamma_1 < V\gamma_2$

	D1	D2	D3
	ON	ON	ON
x	ON	ON	OFF
	ON	OFF	ON
x	ON	OFF	OFF
	OFF	ON	ON
	OFF	ON	OFF
x	OFF	OFF	ON
x	OFF	OFF	OFF

$2^3 = 8$ casos posibles.

$$\begin{cases} V = Vd + Id \cdot Rd_1 + V\gamma_1 \\ V = Vd + Id \cdot Rd_2 + V\gamma_2 \\ V = -Vd - Id \cdot R_R - V_Z \end{cases}$$

$i = Id + Id - Id$.

ON $\begin{cases} Id > 0 \\ Vd = 0 \end{cases}$

OFF $\begin{cases} Id = 0 \\ Vd < 0 \end{cases}$

1) ON, OFF, OFF

$$\begin{cases} V = Id \cdot Rd_1 + V\gamma_1 \longrightarrow Id = \dfrac{V - V\gamma_1}{Rd_1} > 0 \longrightarrow V - V\gamma_1 > 0 \longrightarrow \underline{V > V\gamma_1} \quad (Id > 0) \\ V = Vd + V\gamma_2 \longrightarrow Vd = V - V\gamma_2 < 0 \longrightarrow \underline{V < V\gamma_2} \\ V = -Vd - V_Z \longrightarrow Vd = V_Z - V < 0 \longrightarrow V > V_Z \quad (Vd < 0) \end{cases}$$

$\rightsquigarrow \underline{V\gamma_1 < V < V\gamma_2}$.

$$i = Id = \frac{V - V\gamma_1}{Rd_1}$$

2) OFF, OFF, ON

$$\begin{cases} V = Vd + V\gamma_1 \longrightarrow Vd = V - V\gamma_1 < 0 \longrightarrow V < V\gamma_1 \quad (Vd < 0) \\ V = Vd + V\gamma_2 \longrightarrow Vd = V - V\gamma_2 < 0 \longrightarrow V < V\gamma_2 \\ V = -Id \cdot R_R - V_Z \longrightarrow Id = \dfrac{V_Z - V}{R_R} > 0 \longrightarrow V_Z - V > 0 \longrightarrow \underline{V < V_Z} \quad (Id > 0) \end{cases}$$

$$i = Id = \frac{V_Z - V}{R_R}$$

3 OFF, OFF, OFF

$$\begin{cases} V = V_d + V_{\gamma_1} \longrightarrow V < V_{\gamma_1} \\ V = V_d + V_{\gamma_2} \longrightarrow V < V_{\gamma_2} \\ V = -V_d - V_z \longrightarrow V > V_z \end{cases} \quad (V_{\gamma_1} < V_{\gamma_2}) \rightsquigarrow \underline{V_z < V < V_{\gamma_1}}.$$

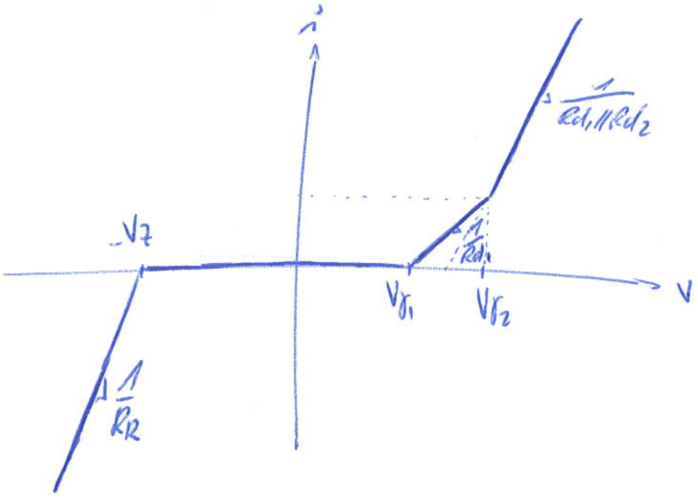
$\underline{i = 0}$. $(I_d = 0)$

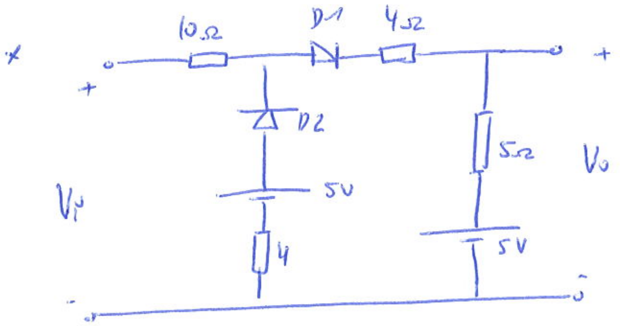
4 ON, ON, OFF

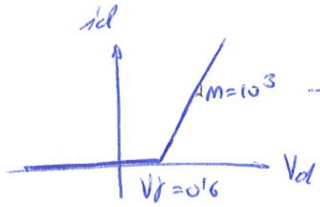
$$\begin{cases} V = I_d \cdot R_{d_1} + V_{\gamma_1} \longrightarrow I_d = \dfrac{V - V_{\gamma_1}}{R_{d_1}} > 0 \longrightarrow V > V_{\gamma_1} \\ \qquad\qquad (I_d > 0) \\ V = I_d \cdot R_{d_2} + V_{\gamma_2} \longrightarrow I_{d_2} = \dfrac{V - V_{\gamma_2}}{R_{d_2}} > 0 \longrightarrow \underline{V > V_{\gamma_2}}. \\ V = -V_d - V_z \longrightarrow V > V_z \end{cases}$$

$$i = I_d + I_{d_2} = \frac{V - V_{\gamma_1}}{R_{d_1}} + \frac{V - V_{\gamma_2}}{R_{d_2}} = \frac{R_{d_2}(V - V_{\gamma_1}) + R_{d_1}(V - V_{\gamma_2})}{R_{d_1} \cdot R_{d_2}} =$$

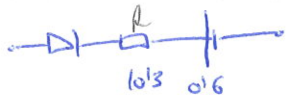
$$= \frac{V(R_{d_1} + R_{d_2}) - V_{\gamma_1} R_{d_2} - V_{\gamma_2} R_{d_1}}{R_{d_1} \cdot R_{d_2}} = \underline{\frac{V - \dfrac{V_{\gamma_1} R_{d_2} + V_{\gamma_2} R_{d_1}}{(R_{d_1} + R_{d_2})}}{R_{d_1} \parallel R_{d_2}}}.$$

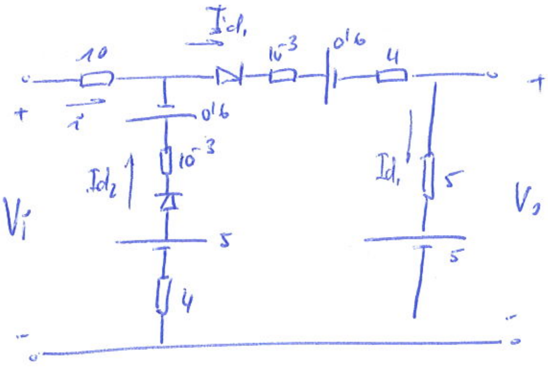






$\longrightarrow R = 10^{-3}$ $\quad m = \frac{1}{R}$





$i = Id_1 - Id_2$

$V_i = (Id_1 - Id_2)\cdot 10 - 0'6 - Id_2 \cdot 10^{-3} - Vd_2 + 5 - Id_2 \cdot 4 =$

$= Id_1 \cdot 10 - Id_2 \cdot 14'001 - Vd_2 + 4'4$

$V_i = (Id_1 - Id_2)\cdot 10 + Vd_1 + Id_1 \cdot 10^{-3} + 0'6 + Id_1 \cdot 5 + 5 + Id_1 \cdot 4 =$

$= -Id_2 \cdot 10 + Id_1 \cdot 19'001 + Vd_1 + 5'6$

$V_o = Id_1 \cdot 5 + 5.$

- $D1_{OFF}$, $D2_{ON}$ $\quad$ ON $\begin{cases} id > 0 \\ Vd = 0 \end{cases}$ $\quad$ OFF $\begin{cases} id = 0 \\ Vd < 0 \end{cases}$

$V_i = -Id_2 \cdot 14'001 + 4'4 \longrightarrow Id_2 = \frac{4'4 - V_i}{14'001} > 0 \longrightarrow \underline{4'4 > V_i}.$

$V_i = -Id_2 \cdot 10 + Vd_1 + 5'6 \longrightarrow Vd_1 = V_i + Id_2 \cdot 10 - 5'6 < 0 \longrightarrow V_i < 5'6 - Id_2 \cdot 10$!!

$Id_2 > 0$ =?

. $\underline{V_o = 5\,V}$.

- $D1_{OFF}$, $D2_{OFF}$

$V_i = 4'4 - Vd_2 \longrightarrow Vd_2 = 4'4 - V_i < 0 \longrightarrow -V_i < -4'4 \rightarrow \underline{V_i > 4'4}$

$V_i = Vd_1 + 5'6 \longrightarrow Vd_1 = V_i - 5'6 < 0 \longrightarrow \underline{V_i < 5'6}$ $\quad \rightarrow \underline{4'4 < V_i < 5'6}$.

. $\underline{V_o = 5\,V}$.

* D1 ON , D2 OFF

$V_i = 4'4 - V_{d_1} \longrightarrow V_i > 4'4$

$V_i = I_{d_1} \cdot 19'001 + 5'6 \longrightarrow I_{d_1} = \frac{V_i - 5'6}{19'001} > 0 \rightarrow \underline{V_i > 5'6}$.

$V_o = I_{d_1} \cdot 5 + 5 = \frac{V_i - 5'6}{19'001} \times 5 + 5 = \frac{V_i - 5'6}{4} + \frac{20}{4} = \underline{\frac{V_i + 14'4}{4} \text{ V.}}$

$$V_o\,(\text{Volts}) = \begin{cases} 5 & \text{si } V_i \leq 4'4 \\ 5 & \text{si } 4'4 \leq V_i \leq 5'6 \\ \frac{V_i + 14'4}{4} & \text{si } V_i \geq 5'6 \end{cases}$$

* D1 ON D2 ON

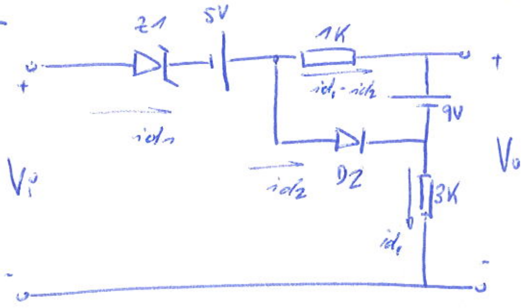
$$\left.\begin{aligned} V_i &= 10\, id_1 - 14'001\, id_2 + 4'4 \\ V_i &= -10\, id_2 + 19'001\, id_1 + 5'6 \end{aligned}\right\}$$

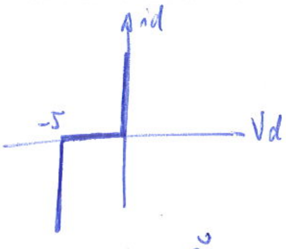
$id_1 = \frac{V_i + 14'001\, id_2 - 4'4}{10}$

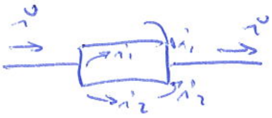
$id_2 = -\frac{V_i - 19'001\, id_1 - 5'6}{10} = \frac{-V_i + 19'001\, id_1 + 5'6}{10}$

$id_2 = \frac{-V_i}{10} + 1'9001 \cdot \frac{V_i + 14'001\, id_2 - 4'4}{10} + 0'56 = \ldots$!!! . NO ES POSSIBLE, X LLEIS DE KIRCHOFF.

13







$$\begin{cases} V_i = Vd_1 - 5V + (Id_1 - Id_2)1K + 9V + Id_1 \cdot 3K = Vd_1 + 4V + Id_1 \cdot 4K - Id_2 \cdot 1K \\ V_i = Vd_1 - 5V + Vd_2 + Id_1 \cdot 3K \end{cases}$$

$3 \times 2 = 6$ estados posibles

$+ \; V_o = 9V + Id_1 \cdot 3K$

Z1	D2
ON	ON
OFF	ON
INV	ON
ON	OFF
OFF	OFF
INV	OFF

1 ON, ON $\begin{cases} Vd = 0 \\ id < 0 \end{cases}$

$$\begin{cases} V_i = 4V + Id_1 \cdot 4K - Id_2 \cdot 1K \longrightarrow Id_2 = \dfrac{-V_i + 4V + Id_1 \cdot 4K}{1K} > 0, \\ V_i = -5V + Id_1 \cdot 3K \longrightarrow Id_1 = \dfrac{V_i + 5}{3K} > 0, \; V_i > -5; \end{cases}$$

$V_i < 4V + Id_1 \cdot 4K$

$V_i < 4V + \dfrac{V_i + 5}{3K} \cdot 4K$

$3V_i < 12 + 4V_i + 20$

$-V_i < 32 \rightarrow V_i > -32$

$+ \; V_o = 9V + Id_1 \cdot 3K = 9V + V_i + 5 = V_i + 14$

2 OFF, ON Z1 OFF $\begin{cases} -5 < Vd_1 < 0 \\ id_1 = 0 \end{cases}$ D2 ON $\begin{cases} Vd_2 = 0 \\ id_2 > 0 \end{cases}$

$$\begin{cases} V_i = Vd_1 + 4V - Id_2 \cdot 1K \longrightarrow Id_2 = \dfrac{-V_i + Vd_1 + 4V}{1K} > 0, \quad V_i < +Vd_1 + 4V, \quad V_i < V_i + 5 + 4 \\ V_i = Vd_1 - 5V \longrightarrow Vd_1 = V_i + 5, \quad -5 < V_i + 5 < 0, \quad -10 < V_i < -5 \end{cases}$$

$0 < +9$ OK!!

$+ \; V_o = 9V$

3 INV, ON Z1 INV $\begin{cases} Vd_1 = -5 \\ id_1 < 0 \end{cases}$ D2 ON $\begin{cases} Vd_2 = 0 \\ id_2 > 0 \end{cases}$

$$\begin{cases} V_i = -5 + 4 + Id_1 \cdot 4K - Id_2 \cdot 1K = -1 + Id_1 \cdot 4K - Id_2 \cdot 1K \quad * \\ V_i = -5 - 5 + Id_1 \cdot 3K = -10 + Id_1 \cdot 3K \longrightarrow Id_1 = \dfrac{V_i + 10}{3K} < 0, \quad V_i < -10 \end{cases}$$

* $V_i = -1 + I_{d_1} \cdot 4K - I_{d_2} \cdot 1K \longrightarrow I_{d_2} = \frac{-V_i - 1 + I_{d_1} \cdot 4K}{1K} > 0$

$I_{d_1} = \frac{V_i + 10}{3K}$ ...

$V_i < I_{d_1} \cdot 4K - 1$

$V_i < \frac{V_i + 10}{3K} \cdot 4K - 1$

$3V_i < 4V_i + 40 - 3$

$-V_i < 37 \longrightarrow \underline{V_i > -37}$

$V_i > -37$; $V_i < -10 \rightsquigarrow \underline{-37 < V_i < -10}$.

+ $V_o = 9V + I_{d_1} \cdot 3K = 9V + V_i + 10 = \underline{V_i + 19}$.

4 INV, OFF

$Z1$ INV $\begin{cases} V_{d_1} = -5V \\ i_{d_1} < 0 \end{cases}$ $D2$ OFF $\begin{cases} V_{d_2} < 0 \\ i_{d_2} = 0 \end{cases}$

$\begin{cases} V_i = -5 + 4 + I_{d_1} \cdot 4K = -1 + I_{d_1} \cdot 4K \longrightarrow I_{d_1} = \frac{V_i + 1}{4K} < 0, \quad V_i < -1 \\ V_i = -5 - 5 + V_{d_2} + I_{d_1} \cdot 3K = -10 + V_{d_2} + I_{d_1} \cdot 3K \longrightarrow V_{d_2} = V_i + 0 - I_{d_1} \cdot 3K < 0 \end{cases}$

$V_i < I_{d_1} \cdot 3K - 10$

$V_i < \frac{V_i + 1}{4K} \cdot 3K - 10$

$4V_i < 3V_i + 3 - 40$, $\underline{V_i < -37}$.

+ $V_o = 9 + I_{d_1} \cdot 3K = 9 + \frac{V_i + 1}{4K} \cdot 3K = \frac{36 + 3V_i + 3}{4} = \underline{\frac{3V_i + 39}{4}}$.

≈

→ • OFF, OFF

$Z1$ OFF $\begin{cases} -5 < V_d < 0 \\ i_{d_1} = 0 \end{cases}$ $D1$ OFF $\begin{cases} V_{d_2} < 0 \\ i_{d_2} = 0 \end{cases}$

$\begin{cases} V_i = V_{d_1} + 4V \longrightarrow V_{d_1} = V_i - 4, \quad -5 < V_i - 4 < 0, \quad -1 < V_i < 4. \\ V_i = V_{d_1} - 5V + V_{d_2} \rightarrow V_{d_2} = V_i - V_{d_1} + 5 < 0, \quad V_i < V_{d_1} - 5, \quad V_i < V_i - 4 - 5 \end{cases}$ ~~$0 < -9$~~ !!!

+ $V_o = 9V$.

→ • ON, OFF

$Z1$ ON $\begin{cases} V_{d_1} = 0 \\ i_{d_1} > 0 \end{cases}$ $D1$ OFF $\begin{cases} V_{d_2} < 0 \\ i_{d_2} = 0 \end{cases}$

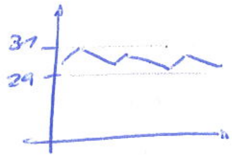
$V_i > 4$; $V_i < -32$!!!

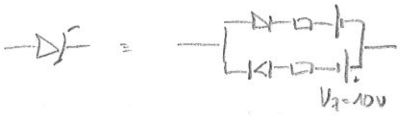
$\begin{cases} V_i = 4V + I_{d_1} \cdot 4K \longrightarrow I_{d_1} = \frac{V_i - 4V}{4K} > 0 \quad \underline{V_i > 4}. \\ V_i = -5 + V_{d_2} + I_{d_1} \cdot 3K \longrightarrow V_{d_2} = V_i + 5 - I_{d_1} \cdot 3K < 0, \quad V_i < I_{d_1} \cdot 3K - 5, \quad V_i < \frac{V_i - 4}{4K} \cdot 3K - 5, \quad 4V_i < 3V_i - 12 - 20 \end{cases}$

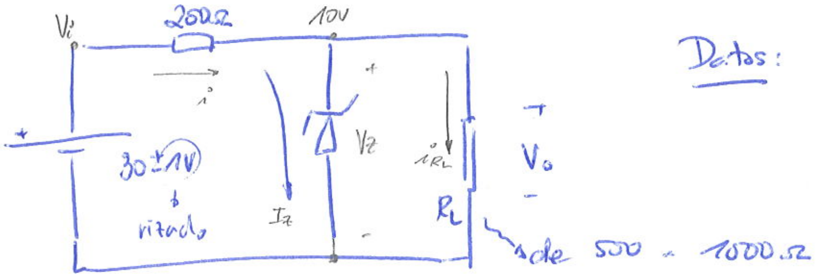
$\underline{V_i < -32}$

+ $V_o = 9 + I_{d_1} \cdot 3K = 9 + \frac{V_i - 4}{4K} \cdot 3K = \frac{36 + 3V_i - 12}{4} = \frac{3V_i + 24}{4}$

Ejemplo:







Datos:

$V_z = 10V$

$P_{z\,max} = 1W$

$I_{z\,min} = 10\%\ I_{z\,máx}$

1. El diodo regulará correctamente?

la corriente en el diodo > $I_{z\,min}$?

< $I_{z\,máx}$?

→ $i = I_z + i_{R_L}$ $\quad I_z = i - i_{R_L}$

$I_{z\,máx}$ en el circ $= \frac{31-10}{200} - \frac{10V}{1000} = 95\,mA$ ← $I_{Z\,MAX} = \frac{V_{i\,MAX} - V_z}{200} - \frac{V_z}{R_{L\,MÁX}}$

$I_{z\,min}$ en el circ $= \frac{29-10}{200} - \frac{10V}{500} = 75\,mA$ ← $I_{Z\,MIN} = \frac{V_{i\,MIN} - V_z}{200} - \frac{V_z}{R_{L\,MIN}}$

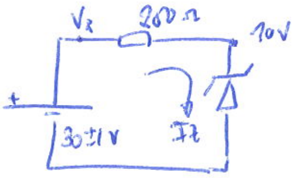
$P_z = I_z \cdot V_z \longrightarrow I_{z\,máx} = \frac{P_{z\,máx}}{V_z} = \frac{1W}{10V} = 0'1\,A = 100\,mA$

$I_{z\,min} = 0'1 \cdot 10\% = 10\,mA$

$10\,mA < 75\,mA < 95\,mA < 100\,mA$

($10\,mA = I_{z\,min}$; $100\,mA = I_{z\,máx}$)

2. Qué ocurre si se desconecta la carga? $\quad R_L = \infty$



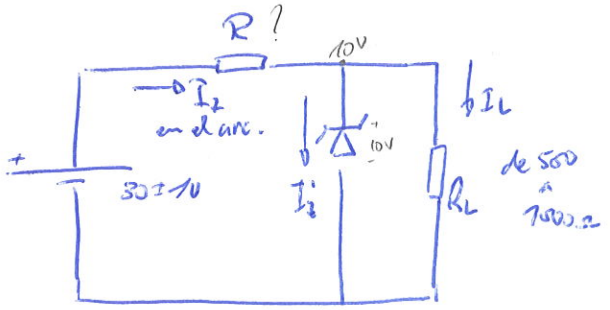
$I_z = \frac{V_i - 10}{200}$

→ $I_{z\,máx}$ en el circ. $= \frac{31-10}{200} = 105\,mA$

→ $I_{z\,min}$ en el circ. $= \frac{29-10}{200} = 95\,mA$ ← se modifica más

↑ P_z $\quad P_{z\,circ} > 1w$? $\quad P_{z\,máx\,circ.} = 105\,mA \cdot 10\,V = 1'05\,W$

3. Hallar el rango de valores de R que permiten regulación correcta.



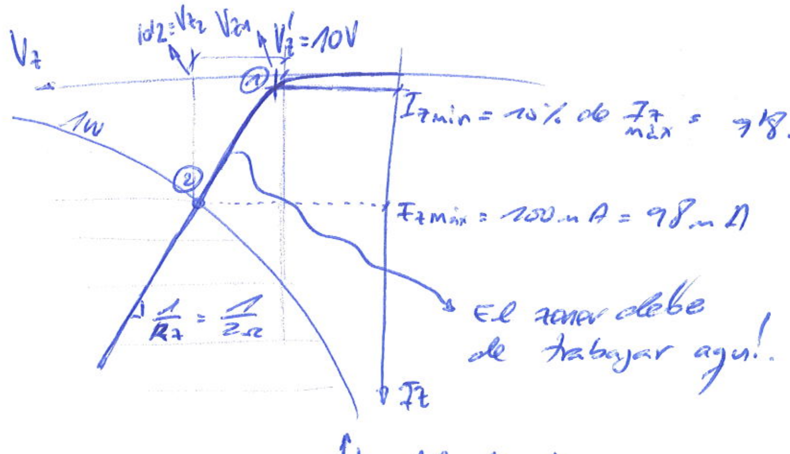
$I_{Z\,máx}$ en el circ $= \frac{31-10}{R} - \frac{10\,V}{1000\,\Omega}$ ($I_{L\,min}$) (Volts, Volts, Ω) $\longrightarrow R_{min} > \frac{31-10}{100 + 10\,mA} = 191\,\Omega$ ($I_{Z\,máx}$, $I_{L\,MIN}$)

$I_{Z\,min}$ en el circ $= \frac{29-10}{R} - \frac{10\,V}{550\,\Omega}$ ($I_{L\,máx}$) $\longrightarrow R_{MÁX} < \frac{29-10}{10+20\,mA} = 633\,\Omega$

$191 < R < 633$

4. Vamos a utilizar un modelo más real del zener y repetir 1, 3 y hallar las fluctuaciones de tensión en la salida.

- SIGUE FUNCIONANDO?
- VARIACIÓN V_0.
- MARGEN DE R.



$I_{Z\,min} = 10\%$ de $I_{Z\,máx} = 9'8\,mA$ → $R_Z = 2\,\Omega$

$I_{Z\,máx} = 100\,mA = 98\,mA$

hipérbola de máxima Potencia.

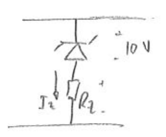
En 2: $1W = V_Z \cdot I_{Z\,máx} = (10 + I_{Z\,máx} \cdot R_Z) \cdot I_{Z\,máx}$ ⟶ $2 I_{Z\,máx}^2 + 10 I_{Z\,máx} - 1 = 0$.

$V_Z = 10 + I_{Z\,máx} \cdot R_Z$ ($R_Z = 2\,\Omega$)

R_Z, V_Z, $P_{máx} = 1W$

$2 \cdot 2\,5$ $10 \cdot 5'1$ $I_Z =$ → $-5'1\,A$ (tachado), → $98\,mA = I_{Z\,máx}$

Modelo del zener. →



$$V_{Z2} \equiv V_{Z\,máx} = 10\,V + \underset{98\,mA}{I_{Z\,máx}} \cdot R_Z = 10 + 2 \cdot 0'098 \simeq 10'2\,V$$

$I_{Z\,min} = 9'8\,mA$ (del 10% de $I_{Z\,máx} = 98\,mA$)

$$V_{Z1} \equiv V_{Z\,min} = 10 + 2\Omega \cdot \underset{I_{Z\,min} = 9'8\,mA}{0'0098} \simeq 10'02\,V$$

Apartado 1:

$$\underset{\text{en el circ.}}{I_{Z\,min}} = \frac{29V - V_Z}{200} - I_{L\,máx}$$

($V_Z = 10V + I_{Z\,min\ en\ el\ circ.}$) $\neq \frac{10}{550}$ $\left(= \frac{V_Z}{R_{L\,min}}\right)$ → CONSIDERAMOS OTRO MODELO DEL ZENER.

$$I_{L\,máx} = \frac{V_Z}{R_{L\,min}} = \frac{10V + I_{Z\,min\ en\ el\ circ.} \cdot 2\Omega}{500}$$

aislamos $I_{Z\,min}$ en el circ.

$$\underset{\text{en el circ.}}{I_{Z\,min}} = \frac{\frac{V_{i\,min}}{R} - \frac{10}{R} - \frac{V_Z'}{R_{L\,min}}}{1 + \frac{R_Z}{R_{L\,min}} + \frac{R_Z}{R}} = 73'96\,mA < 98\,mA$$

($V_Z' = 10$)

⇓

suficiente para que esté bien en zener.

$$\underset{\text{en el circ.}}{I_{Z\,máx}} = \frac{\overset{31}{V_{i\,máx}} - V_Z}{\underset{R}{200}} - I_{L\,min}$$

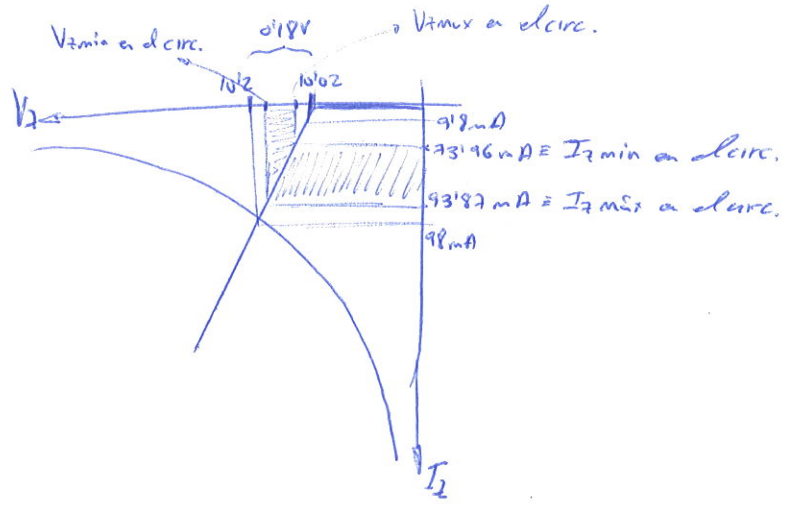
$I_{L\,min} = \frac{V_Z}{R_{L\,máx}}$, $R_{L\,máx} = 1000\,\Omega$ y $V_Z = 10\,V + I_{Z\,máx\ en\ el\ circ.} \cdot 2\Omega$

$$\underset{\text{en el circ.}}{I_{Z\,máx}} = \frac{\frac{V_{i\,máx}}{R} - \frac{\overset{10}{V_Z'}}{R} - \frac{\overset{10}{V_Z'}}{R_{L\,max}}}{1 + \frac{R_Z}{R_{L\,máx}} + \frac{R_Z}{R}} = 93'87\,mA < 98\,mA$$

⇓

el zener no se quema.

Apartado 2: (Fluctuaciones de V_L)



$$V_{Z max \text{ en el circ.}} = \underset{10V}{V_Z'} + I_{Z máx \text{ en el circ.}} \cdot \underset{2\Omega}{R_Z} = 10'188V$$

$$V_{Z min \text{ en el circ.}} = V_Z' + I_{Z min \text{ en el circ.}} \cdot \underset{2\Omega}{R_Z} = 10'148V$$

$\Delta V_0 = 0'04V$

Obs: $R_Z \uparrow \Rightarrow \Delta V_0 \uparrow \Rightarrow$ zener regula peor.

Factor de regulación ⇒ % regulación $= \dfrac{V_{0 max} - V_{0 min}}{\underset{10V}{V_{0 nominal}}} \cdot 100\% = 0'4\%$ (con $V_{0 max} - V_{0 min} = \Delta V_0 = 0'04V$)

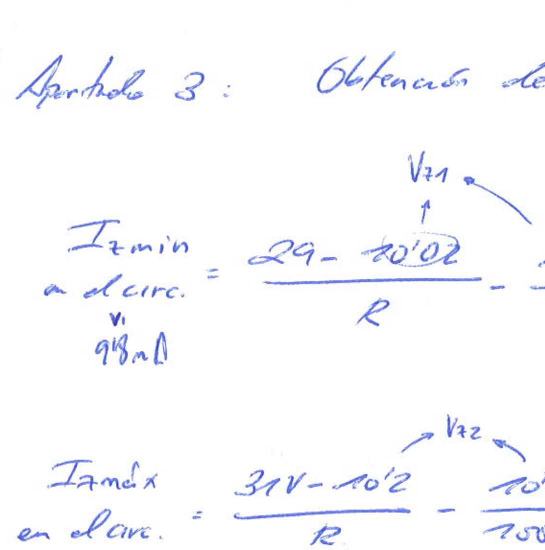
Apartado 3: Obtención del rango de valores de R.

$$\underset{9'8mA}{I_{Z min \text{ en el circ.}}} = \frac{29 - 10'02}{R} - \frac{10'02}{500} \rightarrow \boxed{R < 636\Omega} \qquad R_Z = 0 \rightarrow 633\Omega$$

($10'02 = V_{Z1}$)

$$\underset{98mA}{I_{Z máx \text{ en el circ.}}} = \frac{31V - 10'2}{R} - \frac{10'2}{\underset{I_{L min}}{1000}} \rightarrow \boxed{R > 192\Omega} \qquad R_Z = 0 \rightarrow 191\Omega$$

($10'2 = V_{Z2}$)



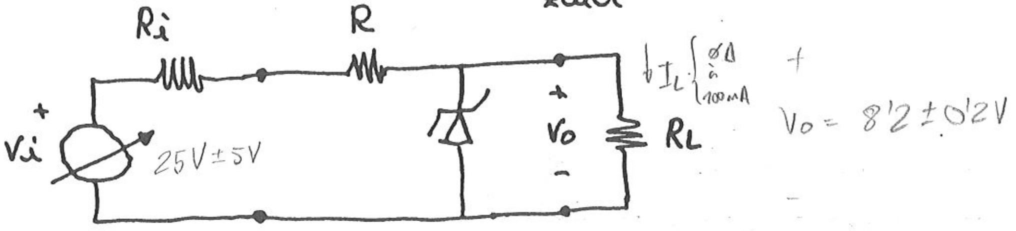
$I_{Z max} = 0'1A \Rightarrow V_R = 0'2V$. La resistencia del zener R_Z es practicamente despreciable por ser muy pequeña.

FOTOCOPIA 6 :

*Ejemplo 2: Una fuente de tensión continua sin regular, de resistencia interna de 9Ω, proporciona una tensión de salida en vacío entre 20 y 30 Voltios. Se quiere utilizar junto a un regulador por zener para obtener una tensión de salida entre 8 y 8,4V. Los valores de la corriente de carga estarán entre 0 y 100 mA.

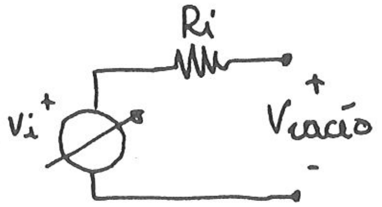
Determinar los elementos del circuito y especificar las características del diodo zener necesario. (Considerar: $I_{z\,min\,zener} = 10\%\, I_{L\,max}$)

Circuito:



Solución:

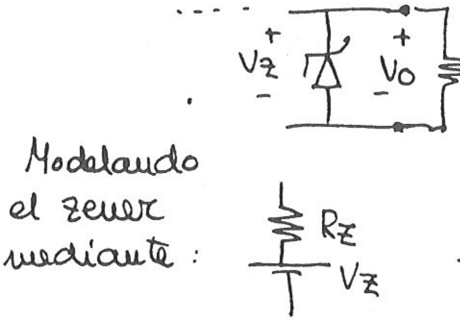
- La fuente en vacío está representada por:

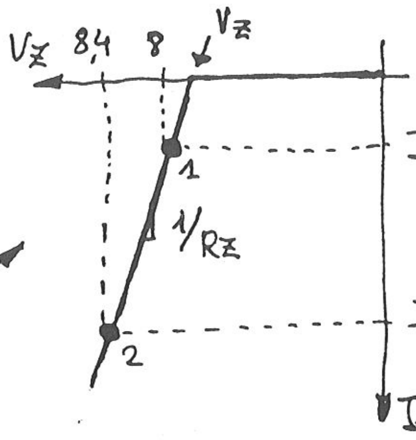


Por lo tanto: R_i = resistencia interna = 9Ω

V_i = tensión en vacío = 25V ± 5V

- Toda especificación de fuente de tensión debe incluir un rizado máximo de la tensión de salida. En este caso la salida podrá estar entre 8 y 8,4 V, El valor de tensión en el zener es el mismo, por lo tanto se nos permite 0,4V de variación de tensión en el zener:





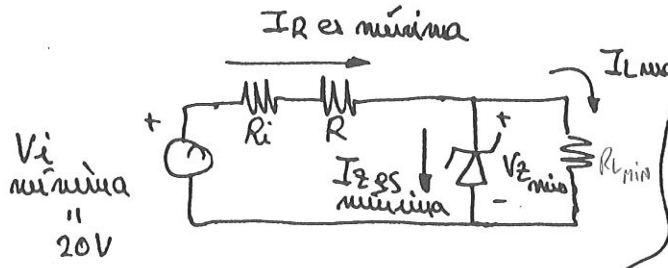
GRAFICA 1

$I_{z\,min\,zener} = 10\% I_{L\,max} = 10\,mA$

$I_{z\,max} = ?$

– En la gráfica 1 se ha utilizado la aproximación del zener mediante tramos rectos, de la que se conoce el punto 1 y se desconoce $I_{Z\,max}$ (punto 2) y V_Z. (Los 8V deben aparecer cuando pasa el mínimo de corriente por el zener: 10 mA).

– Que $I_{Z\,min} \geq 10\,mA$ (zener en el circuito) sucede (cuando I_L es máxima: 100 mA y cuando V_i es mínima: 20 V) ⟶ nos da el máximo valor posible de R:



$$R_{L\,MIN} = \frac{V_{Z\,min}}{I_{L\,MÁX}} = \frac{8V}{100\,mA} = 80\,\Omega$$

$$R_{L\,MÁX} = \frac{V_{Z\,MAX}}{I_{L\,MIN}} = \frac{8'4V}{0} \quad !!!$$

$$I_{Z\,min} = \frac{V_{i\,min} - V_{Z\,min}}{R+R_i} - I_{L\,max} > 10\,mA \; (10\%\, I_{L\,MÁX})$$

$$R < \frac{V_{i\,min} - V_{Z\,min}}{I_{L\,max} + 10\,mA} - R_i \qquad (V_{i\,min} = 20V,\; V_{Z\,min} = 8V,\; I_{L\,max} = 100\,mA,\; R_i = 9\,\Omega)$$

$$\Rightarrow \boxed{R < 100\,\Omega}$$

(Observación: I_L es máxima debido a que $R_{L\,MIN}\downarrow$ y no debido a que $V_Z\downarrow$. De hecho, la disminución de V_Z al aumentar I_L se opone a este aumento de I_L. Esto es necesario para que la fuente de alimentación sea estable.)

– Para hallar el valor mínimo de R, deberíamos tener el máximo valor de I_Z, y no es el caso. También bastaría $P_{Z\,max}$, pero tampoco. Debemos hallarlos todos.

– Nos interesa $P_{Z\,max}$ reducidas ⇒ $I_{Z\,max}$ reducidas. Esto lo conseguimos tomando R grandes y no pequeñas: p.ej $R = 1\,\Omega$ deja pasar una burrada de Amperios: $I_R = \frac{30 - 8{,}4}{9+1} = \ldots$!?

Por lo tanto tomamos $R = 100\,\Omega$, el valor máximo.

– Obtenemos $I_{Z\,max}$ (al revés de lo que se hizo en teoría, en que se obtenía R_{min} de $I_{Z\,max}$)

$$I_{Z\,max} = \frac{V_{i\,max} - V_{Z\,max}}{R_i + R_{MAX}} - I_{L\,min} \qquad (V_{i\,max} = 30V,\; V_{Z\,max} = 8'4V,\; R_i = 9\,\Omega,\; R_{MAX} = 100\,\Omega)$$

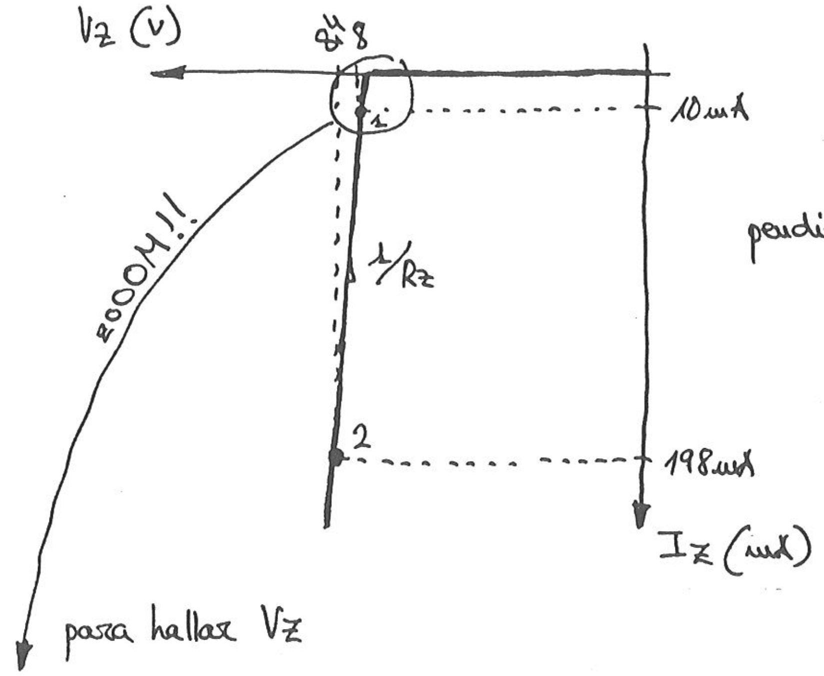
→ pues R_L es máxima.

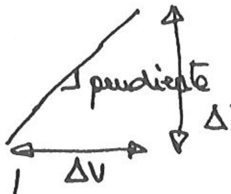
(ponemos $V_{Z\,max}$ pues cuando I_Z es máxima, V_Z también. Es decir, estamos en el punto 2 de la gráfica 1)

6.12.95
Fotocop. 6, hoja 3

$$I_{Z\,max} = \frac{30V - 8{,}4V}{9\Omega + 100\Omega} - 0\,mA = 198\,mA$$

— Substituyendo en la gráfica obtenemos R_Z y V_Z:

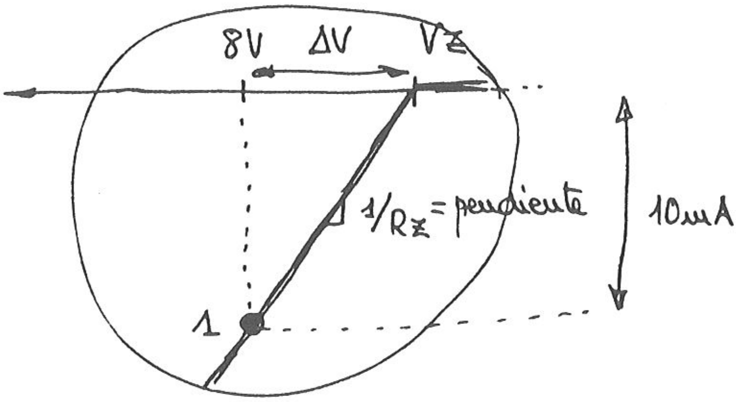




$$\text{pendiente} = \frac{1}{R_Z} = \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{188\,mA}{0{,}4\,V} = \quad \left(\frac{198 - 10\,mA}{8{,}4V - 8V}\right)$$

$$\text{pendiente} = \frac{1}{R_Z} = 470 \cdot 10^{-3}$$

$$R_Z = 2{,}13\,\Omega$$



$$\text{pendiente} = 0{,}470 = \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{10\,mA}{\Delta V}$$

$$\Delta V = 0{,}021$$

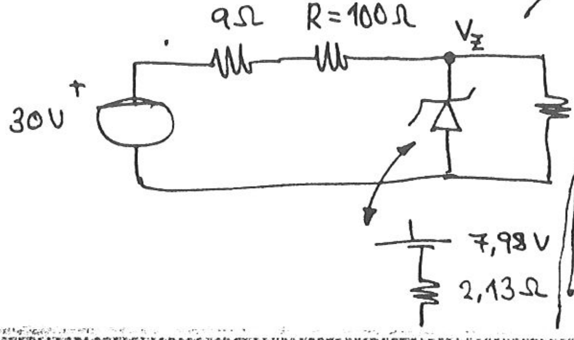
⇓

$$\boxed{V_Z = 8 - 0{,}02 = 7{,}98V}$$

— Potencia max zener $= V_{Z\,max} \cdot I_{Z\,max} = 8{,}4V \cdot 198\,mA = \boxed{1{,}66\,W}$

(se dan en el punto 2)

— Potencia máxima en R = ?



Esto se puede resolver exactamente según Teoría de Circuitos, o bien podemos considerar que: $8 < V_Z < 8{,}4$

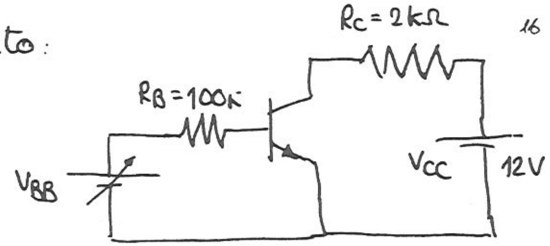
⇓

$8 < P_{R\,max} < A$

$$R_{L\,min} \simeq \frac{8{,}4V}{100\,mA} = 84\Omega$$

$$\boxed{P_{R\,max} \simeq 4W} \Leftarrow \begin{cases} I^2_{menor} R = \left(\frac{30-8}{109}\right)^2 100 = 4{,}07\,W \\ I^2_{mayor} R = \left(\frac{30-8{,}4}{109}\right)^2 100 = 3{,}92\,W \end{cases}$$

* EJEMPLO: Dado el siguiente circuito:



FOTOCOPIA 7

1) Determinar las zonas de funcionamiento del transistor en función de V_{BB}.

2) Representar I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE} en función de V_{BB}.

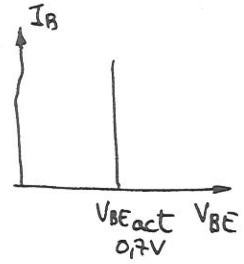
$V_{BEact} = 0{,}7V$
$V_{CEsat} = 0{,}2V$
$\beta = 200$ $\quad I_{CBO} \simeq 0$

3) Estudiar la respuesta a una entrada V_{BB} digital, comprendida entre 0 y 5V.

4) Estudiar la respuesta a $V_{BB}(t) = 2{,}2V + A\sin\omega t$ V

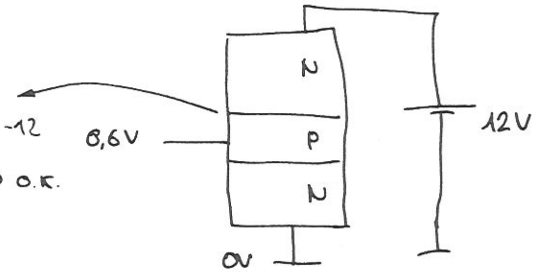
---

1) La característica de entrada simplificada es:



Por lo tanto: $V_{BB} < 0{,}7V \Rightarrow$ CORTE

Comprobación del estado de la unión colector-emisor:



$V_{J_C} = 0{,}6V - 12$
$V_{J_C} < 0 \Rightarrow$ o.k.

- Si $V_{BB} > 0{,}7 \Rightarrow$ | BJT en activa • BJT en saturación

En saturación, tendremos: $V_{CE} = 0{,}2V \equiv V_{CEsat}$
$I_C < \beta I_B$

proceso: V_{CEsat} fija $I_{Cmax} \Rightarrow I_{Bmax} \Rightarrow V_{BB\,max}$

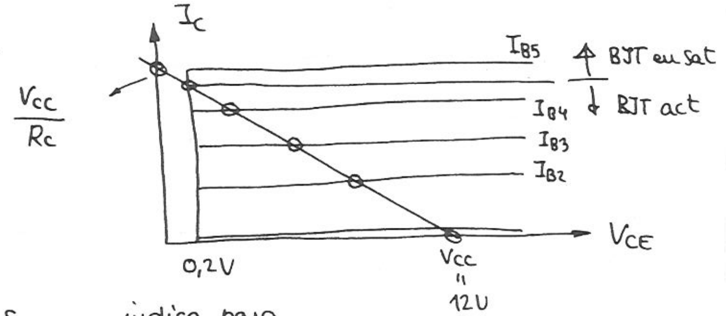
$$I_{Cmax} = I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{R_C} = \frac{12 - 0{,}2}{2k} = 5{,}9\,mA$$
($V_{CEmin} = V_{CEsat}$)

$$I_{Bmax} = \frac{5{,}9\,mA}{200} = 29{,}5\mu A \Rightarrow V_{BB\,max} = V_{BEact} + I_{Bmax} \cdot 100k\Omega$$
($200 = \beta$, $100k\Omega = R_B$)

$V_{BB\,max} = 3{,}65$

$V_{BB} > 3{,}65 \Rightarrow$ BJT en saturación.
$V_{BB} < 3{,}65 \Rightarrow$ " " activa.

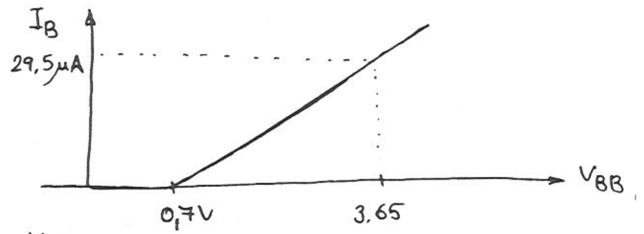
- Gráficamente:



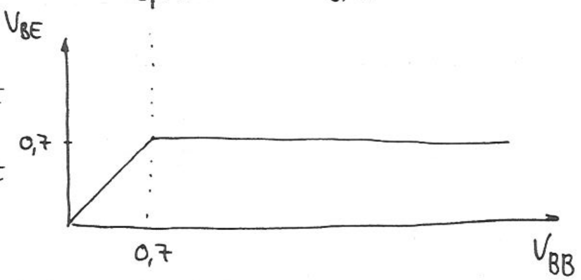
La R.C.C.S nos indica para qué margenes de I_B, el BJT está en sat/activa...

2) Representación de I_B, V_{CE}, I_C, V_{CE}:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BEact}}{R_B}$$

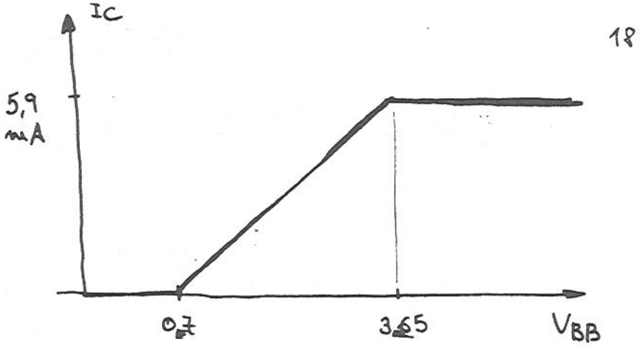


$$V_{BE} = \begin{cases} V_{BB} & \text{si } V_{BB} \leq V_{BEact} \\ 0{,}7 = V_{BEact} & \text{si } V_{BB} \geq V_{BEact} \end{cases}$$



sigue detrás →

$I_C = \begin{cases} 0 \text{ en corte} & V_{BB} < 0{,}7 \\ \beta I_B \text{ en activa} & 0{,}7 < V_{BB} < 3{,}65 \\ I_{Csat} \text{ en satur.} & V_{BB} > 3{,}65 \end{cases}$

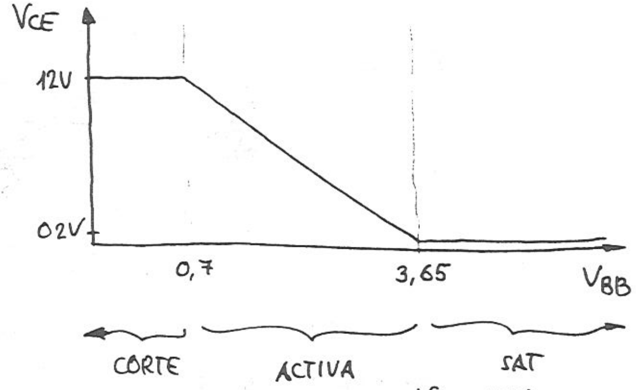


$V_{CE} = \begin{cases} 12V \text{ en corte} \\ 12V - R_C \cdot I_C \text{ en act} \\ 0{,}2\ V \text{ en sat} \end{cases}$

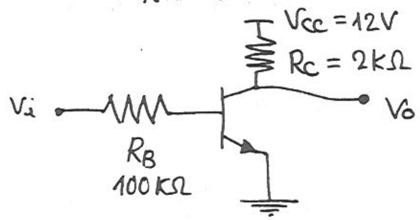
$V_{CE\,act} = 12V - 2k \cdot \beta\, I_B =$

$= 12V - 2k \cdot 200 \cdot \dfrac{V_{BB} - 0{,}7}{100k} =$

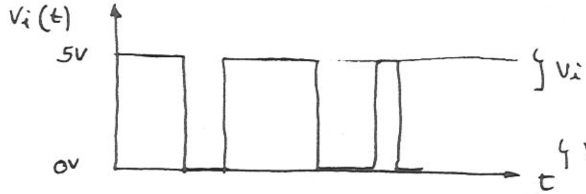
$= 14{,}8 - 4 V_{BB}$



3) El circuito utilizado es:



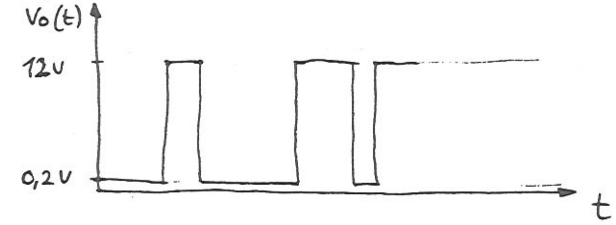
Una entrada digital cualquiera:



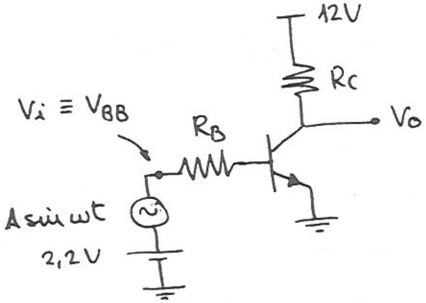
$V_i > 3{,}65 \Rightarrow$ BJT en sat $\Rightarrow V_o = V_{CE\,sat} = 0{,}2V$

$V_i < 0{,}7 \Rightarrow$ BJT cortado $\Rightarrow V_o = V_{CC} = 12V$

Proporciona la señal invertida en la salida:



4) El circuito es:



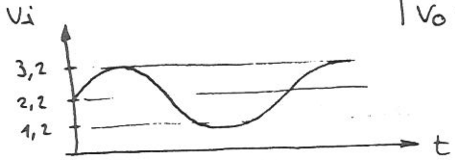
a) $A = 0 \Rightarrow V_i = 2{,}2\ V \Rightarrow$ BJT activo

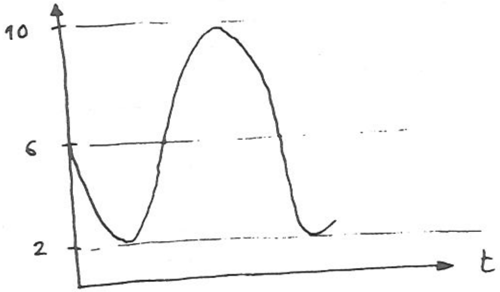
$V_o = 14{,}8\ V - 4 \cdot V_{BB} = 6V$

b) $A = 1V \Rightarrow V_i = 2{,}2 + 1 \sin \omega t \Rightarrow 0{,}7 \leq V_{BB} \leq 3{,}65 \Rightarrow$

$1{,}2 < V_i < 2{,}2 \Rightarrow$ BJT siempre activa

$V_o = 14{,}8 - 4V_{BB} = 6 \mp 4 \sin \omega t$



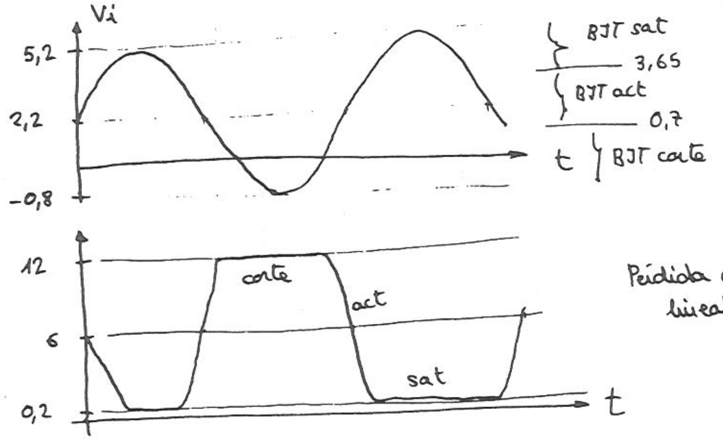


La componente alterna se amplifica, y se invierte.

$A_V = \dfrac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = 4$ ($\Delta V_o = 8 = 10 - 2$; $\Delta V_i = 2 = 3{,}2 - 1{,}2$)

→ Ganancia de tensión.

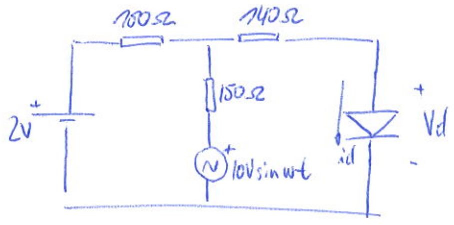
c) $A = 3V \Rightarrow V_i = V_{BB} = 2{,}2 + 3 \sin \omega t$



Pérdida de linealidad.

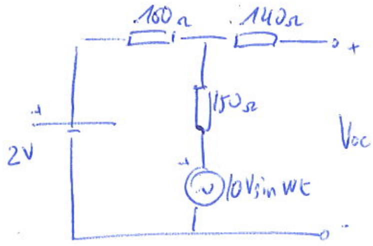
Diodo en SEÑAL

- Ejemplo:



sabemos que $i_d = I_s\left(e^{\frac{V_d}{\eta V_T}} - 1\right)$

. Si sacamos el diodo podemos aplicar thevenin:



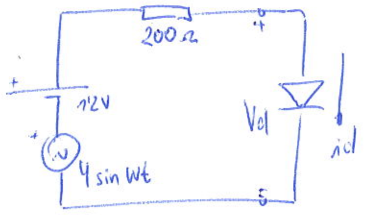
. Por superposición: $V_{oc} = V_{(2V)} + V_{(10V)}$

$V_{(2V)} = 2 \cdot \frac{150}{100+150} = 1'2\ V$

$V_{(10V)} = 10 \sin wt \cdot \frac{100}{100+150} = 4 \sin wt$

$R_{eq\ the.} = 100 // 150 + 140 = \frac{100 \cdot 150}{250} + 140 = 200\ \Omega$

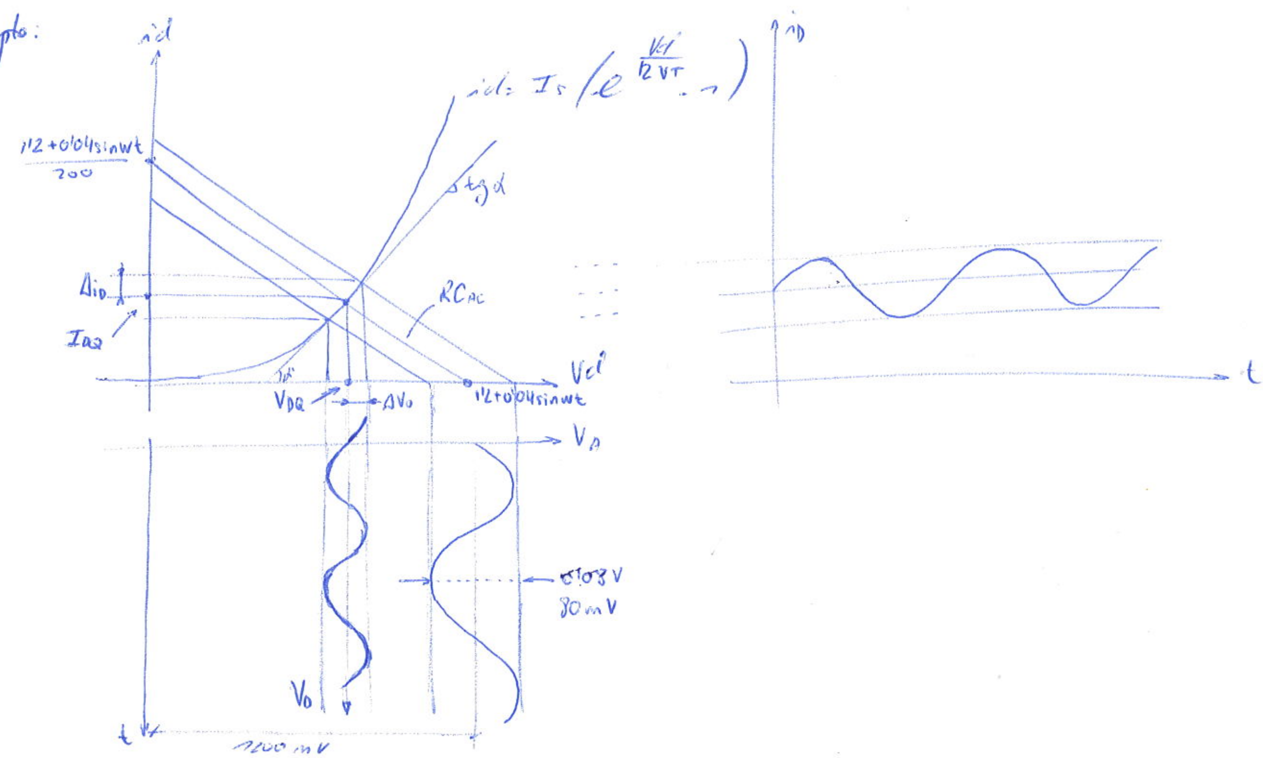
Por tanto:



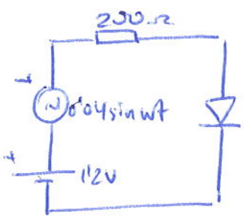
$$i_d = \frac{1'2 + 4 \sin wt - V_d}{200} = -\frac{V_d}{200} + \frac{1'2 + 4\sin wt}{200}$$

$$i_d = I_s\left(e^{\frac{V_d}{\eta V_T}} - 1\right)$$

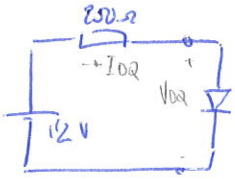
Ejemplo:



× Ejemplo:



1) Análisis en continua. (No se consideran las fuentes alternas)



KVL: $1'2 = 200\, I_{DQ} + V_{DQ}$

$I_{DQ} = I_s \left(e^{\frac{V_{DQ}}{\eta V_T}} - 1 \right)$

$I_s = 10\,pA = 10^{-11}\,A$, $\eta = 1'5$, $V_T = 0'025 = 25 \cdot 10^{-3}$

$I_{DQ} = \dfrac{1'2 - V_{DQ}}{200}$

$V_{DQ} = 1'5 \cdot 25 \cdot 10^{-3} \cdot \ln\left(10^{-11} I_{DQ} - 1\right)$

2 ec. y 2 incog. → sol. por iteraciones:

Valor inicial: $V_{DQ} = 0'5\,V \longrightarrow I_{DQ} = \dfrac{1'2 - 0'5}{200} = 3'5\,mA$

⇓

$V_{DQ} = 1'5 \cdot 25 \cdot 10^{-3} \cdot \ln\left(10^{-11} \cdot 3'5\,mA - 1\right) = 0'737\,V$

⇓

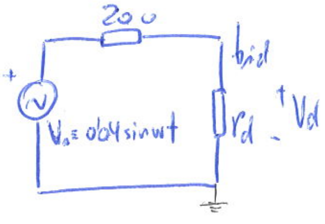
$I_{DQ} = \dfrac{1'2 - 0'737}{200} = 2'31\,mA$

⋮

Sol: $V_{DQ} = 0'723\,m$, $I_{DQ} = 2'37\,mA$ → podemos hallar r_d.

2) Análisis en alterna:

$r_d = \dfrac{\eta \cdot V_T}{I_{DQ}} = 15'8\,\Omega$ ($\eta = 1'5$, $V_T = 25\,mV$, $I_{DQ} = 2'37\,mA$) →



$i_d = \dfrac{V_a}{\Sigma R_s} = \dfrac{0'04 \sin wt}{215'8} = 0'185 \sin wt\ (mA)$

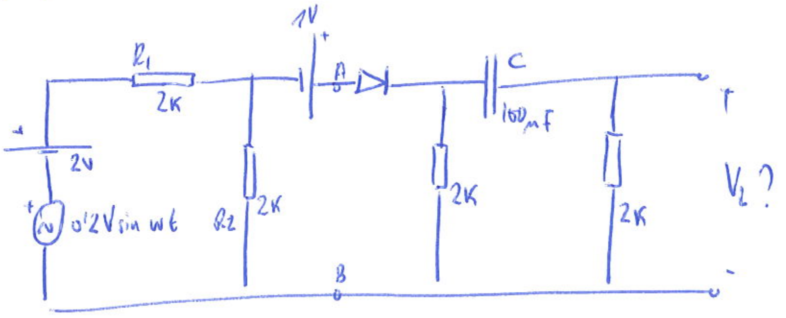
$V_d = r_d \cdot i_d = r_d \cdot \dfrac{V_a}{r_d + 200} = 2'93 \sin wt\ (mV)$

solución: V_D , i_D

$$V_D = V_{DQ} + V_{d} = 0'723 + 0'00293 \sin wt \quad (V).$$

$$i_D = I_{DQ} + i_d = 2'37 + 0'185 \sin wt \quad (mA).$$

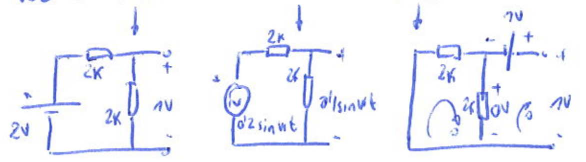
Ejemplo:



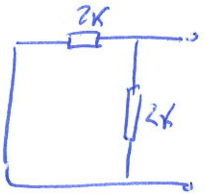
Eq. th: V_{oc}, R_{eq}.

Por superposición de 3 fuentes independientes:

$$V_{oc} = V_{oc1} + V_{oc2} + V_{oc3}$$



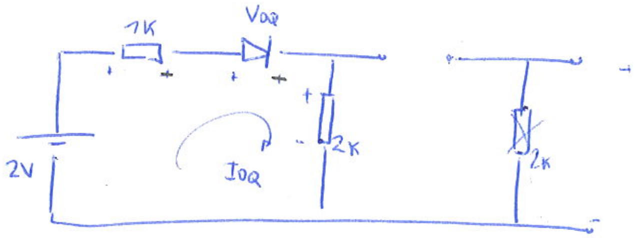
R_{eq}:



$$R_{eq} = 2K // 2K = 1K.$$

$$V_{oc} = 1 + 1 + 0'1 \sin wt = 2 + 0'1 \sin wt$$

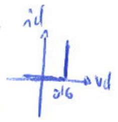
1. Análisis en DC: $C \equiv$ c.a.



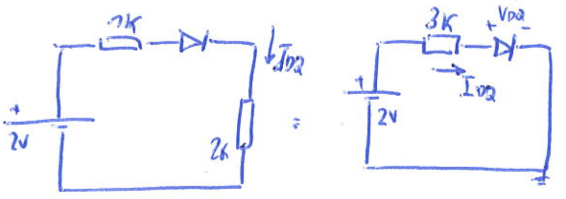
KVL: $2 = 1000 \cdot I_{DQ} + 2000 \, I_{DQ} + V_{DQ}$

$$2 = 3000 \, I_{DQ} + V_{DQ}$$

$$I_{DQ} = I_S \left(e^{\frac{V_{DQ}}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad \eta = 1'5, \; V_T = 0'025$$



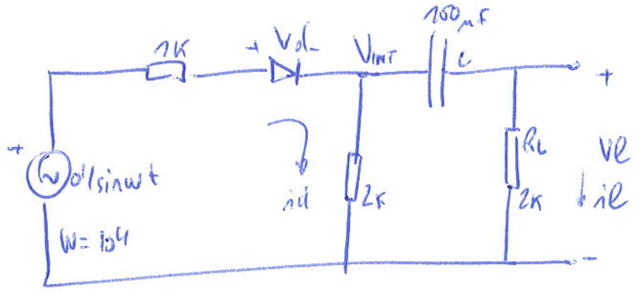
Hallar I_{DQ} y I_S sabiendo que $V_{DQ} = 0'6V$:



$$I_{DQ} = \frac{2 - V_{DQ}}{3K} = 0'467 \, mA \rightarrow I_S = 52'6 \, pA$$

$$\left.\begin{array}{l} I_{DQ} = 0'467\ mA \\ V_{DQ} = 0'6\ V \end{array}\right\} \longrightarrow r_d = \frac{\eta \cdot V_T}{I_{DQ}} = \frac{1'5 \cdot 25\ mV}{0'467\ mA} = \underline{80\ \Omega}$$

2. Análisis en AC:



$$|X_C| = \frac{1}{\omega C} = 1\ \Omega \ll R_L = 2K\ \Omega$$

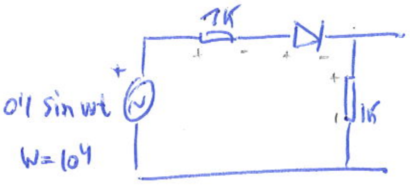
$\omega = 10^4$, $C = 100 \cdot 10^{-6}$

$\Downarrow$

$C \equiv C.C.$

Haciendo un divisor de tensión:

$$|V_e| = |V_{INT}| \cdot \left|\frac{2000}{2000 + 1j}\right| \simeq |V_{INT}| \Rightarrow V_e = V_{INT}$$



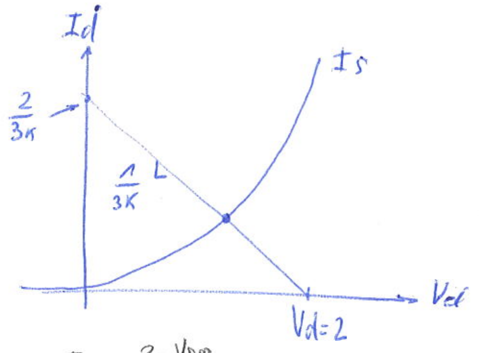
KVL: $i_d = -\frac{V_d}{2K} + \frac{0'1 \sin \omega t}{2K}$

$r_d = \frac{V_d}{i_d} = 80\ \Omega$

$i_d = \frac{V_d}{80} = \frac{-V_d + 0'1 \sin \omega t}{2K}$

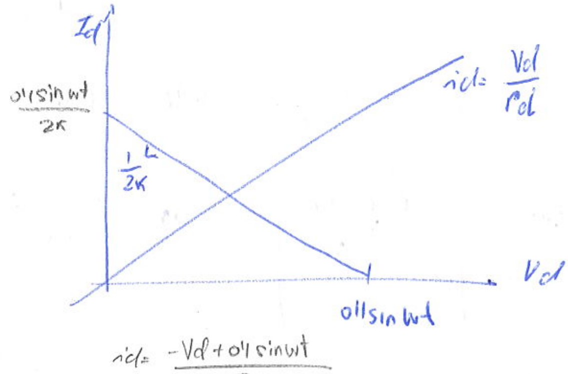
$\hookrightarrow i_e = \frac{V_e}{R_L}$?

Recta Carga en Continua



$I_{DQ} = \frac{2 - V_{DQ}}{3K}$

Recta Carga en Alterna



$i_d = \frac{-V_d + 0'1 \sin \omega t}{R_L}$

Obs:

- las pendientes en continua y alterna son diferentes:

pend = $\frac{1}{\text{Resist. vista por diodo en cada caso.}}$

- El punto de trabajo Q es el mismo para las 2 rectas. (ocurre cuando no hay señal ≡ 0'1 sin wt = 0)

Hemos visto:

$i_d = \frac{0'1 \sin wt}{1000 + R_d + 1000} = 0'0481\ mA \rightarrow 0'0481 \sin wt\ (mA).$

$V_d = i_d \cdot R_d = 3'85 \cdot 10^{-3} \sin wt.$

$V_p = V_{R_3} = i_d\ (R_3 \parallel R_L) = \ldots = 48'1 \cdot 10^{-3} \sin wt$

$V_C = V_{CQ} + V_c$

$V_{CQ} = I_{DQ} \cdot R_3 = 0'467\ mA \cdot 2K = 0'934\ V$

$V_c = \frac{i_d}{2} \cdot |X_c| \approx 24\ mV$ → despreciable para hallar la tensión máxima del condensador.
($|X_c| = 1\Omega$)

Obs:

- $V_{LQ} = 0$ (a la salida sólo llega la alterna)
- El diodo se puede utilizar como un interruptor controlado por tensión de la señal alterna.

- Sol:

$i_D = I_{DQ} + i_d = 0'467 + 0'0481 \sin wt \quad (mA).$

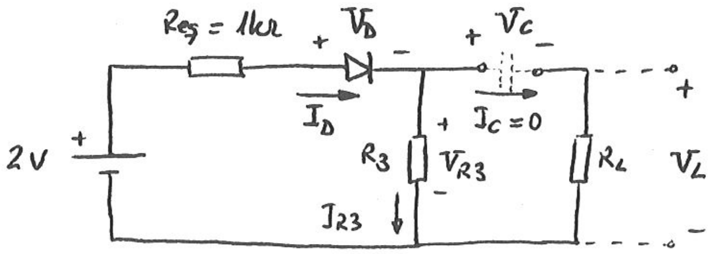
$V_D = V_{DQ} + V_d = 0'6 + 0'00385 \sin wt \quad (Volts).$

$V_L = V_{LQ} + V_e = 0'0481 \sin wt \quad (V.)$
($V_{LQ} = 0V$; V_e en A.C.)

$V_C = V_{CQ} + V_c = 0'934\ V.$
($V_c = 0$ (pues en A.C. $-||^C$ equivale a C.C.))

(4) Hallar i_D, v_D, v_{R3}, v_L, v_C.

(i) Procedemos primero a determinar las componentes continuas; para ello analizaremos el circuito equivalente en continua:



- Obsérvese que:

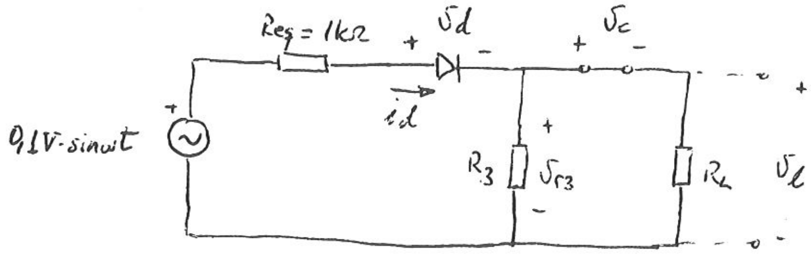
$$I_D = I_{DQ} = 0,467\,mA$$
$$V_D = V_{DQ} = 0,6\,V$$

- (KCL) $I_D = I_{R3} + \cancel{I_C}^{\,0} = I_{R3} \Rightarrow V_{R3} = R_3 \cdot I_D = 2k\Omega \cdot 0,467\,mA = 0,934\,V$

- (KVL)

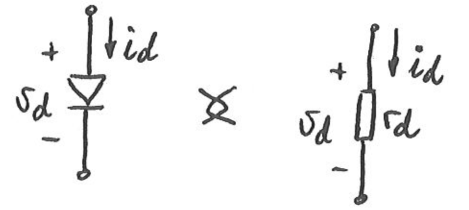
$$\left.\begin{array}{l} V_{R3} = V_C + V_L \\ V_L = I_C \cdot R_L = 0 \end{array}\right\} \Rightarrow V_C = V_{R3} = 0,934\,V$$

(ii) A continuación calculamos las componentes alternas, analizando el circuito equivalente en alterna:



Obsérvese que:

(i) En régimen de pequeña señal, el diodo se comportará como una resistencia de valor r_d:



$e^{\frac{V_{DQ}}{\eta V_T}} >> 1$

$$r_d = \frac{1}{\left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_Q} \simeq \frac{\eta V_T}{I_{DQ}} = \frac{1{,}5 \times 25\,mV}{0{,}467\,mA} = 80\,\Omega$$

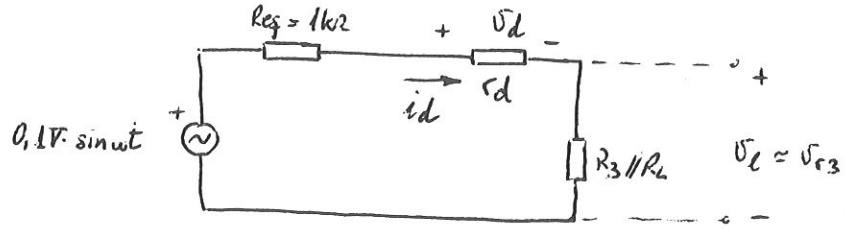
(ii) El condensador se comporta prácticamente como un cortocircuito, entonces:

* $v_c \simeq 0$

* $v_{r3} = \overset{\simeq 0}{v_c} + v_l \simeq v_l \Rightarrow$ R_3 y R_L están prácticamente en paralelo.

(realmente $v_c << v_l$)

- Circuito equivalente en pequeña señal:



$$i_d = \frac{0{,}1V \cdot \sin\omega t}{R_{eq} + r_d + R_3//R_L} = \frac{0{,}1V \cdot \sin\omega t}{1k\Omega + 80\Omega + 2k\Omega//2k\Omega} = 0{,}0481\,mA \cdot \sin\omega t$$

$$v_d = i_d \cdot r_d = (0{,}0481\,mA \cdot \sin\omega t) \times 80\Omega = 3{,}85\,mV \cdot \sin\omega t$$

$$v_l = v_{r3} = i_d \cdot (R_3//R_L) = (0{,}0481\,mA \cdot \sin\omega t)\, 1k\Omega = 48{,}1\,mV \cdot \sin\omega t$$

→ En definitiva:

$$i_D = I_{DQ} + i_d = 0{,}467\,mA + 0{,}0481\,mA \cdot \sin\omega t$$

$$v_D = V_{DQ} + v_d = 0{,}6\,V + 3{,}85\,mV \cdot \sin\omega t$$

$$v_{R3} = V_{R3} + v_{r3} = 0{,}934\,V + 48{,}1\,mV \cdot \sin\omega t$$

$$v_L = V_L + v_l = 48{,}1\,mV \cdot \sin\omega t$$

$$v_C = V_C + v_c = 0{,}934\,V$$

Observaciones finales:

* Aplicando KVL, vemos que: $v_{R3} = v_C + v_L \iff v_L = v_{R3} - v_C$.

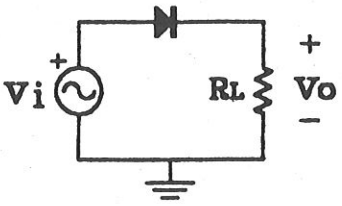
Idea del acoplo por condensador (Lo veremos al estudiar etapas amplificadoras con transistores): En R_3 tenemos una tensión (v_{R3}) que contiene una componente DC más una componente AC; por acción del condensador, sólo se "transmite" a la carga (R_L) la componente A.C. de v_{R3}, quedándose en el condensador la componente D.C. de v_{R3}.

* El diodo actúa como un interruptor electrónico en ON; obsérvese en el circuito equivalente en A.C. que: $r_d \ll R_{eq} + (R_3 /\!/ R_L)$. Entonces:

$$v_l \simeq \frac{0{,}1V \cdot \sin\omega t}{R_{eq} + (R_3 /\!/ R_L)} \cdot (R_3 /\!/ R_L) = 50\,mV \cdot \sin\omega t$$

* Si el diodo estuviera polarizado en inversa ⇒ $I_{DQ} \simeq 0$, r_d sería muy alta; entonces: $r_d \gg R_{eq} + (R_3 /\!/ R_L) \Rightarrow v_l = \frac{0{,}1V \sin\omega t}{R_{eq} + r_d + (R_3 /\!/ R_L)} (R_3 /\!/ R_L) \simeq 0$, y tendríamos que el diodo se comportaría como un interruptor en OFF.

Rectificador de media onda



$v_i = 10 \sin(2\pi 50\ t)$ V

Diodo: $V\gamma \approx 0$, $R_D = 5\Omega$

$R_L = 100\Omega$

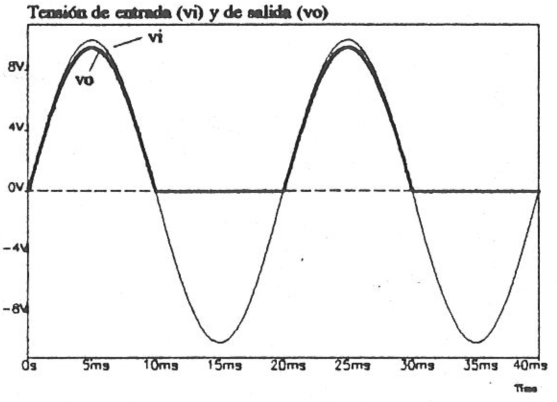


Fig.1

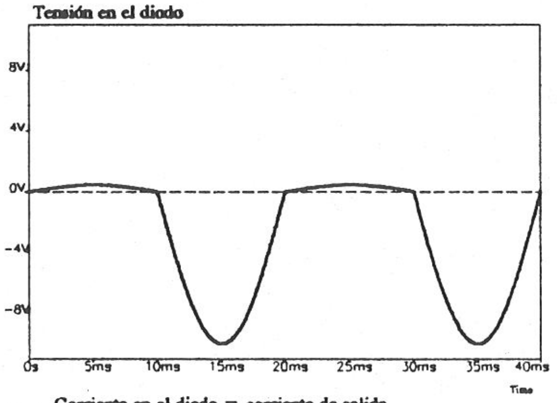


Fig. 2

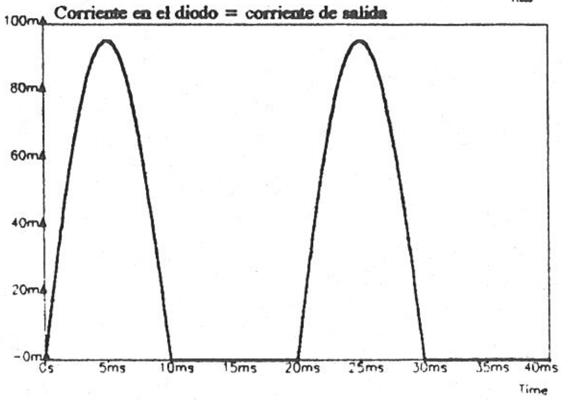
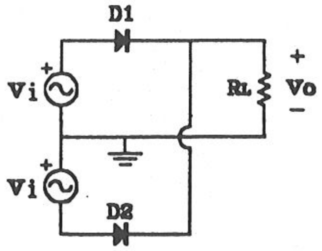


Fig. 3

Rectificador de onda completa
(Transformador con toma media)



$v_i = 10 \sin(2\pi 50\ t)$ V , $R_L = 100\Omega$
Diodo: $V\gamma \approx 0$, $R_D = 5\Omega$

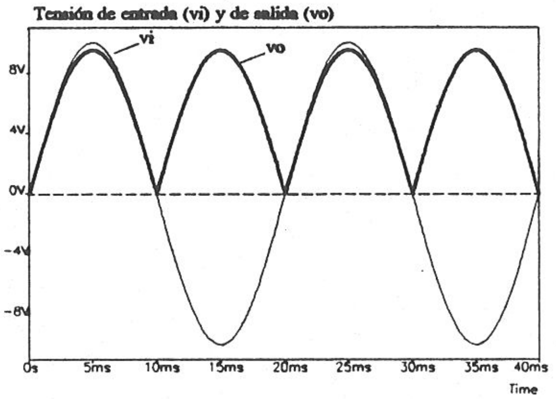


Fig. 4

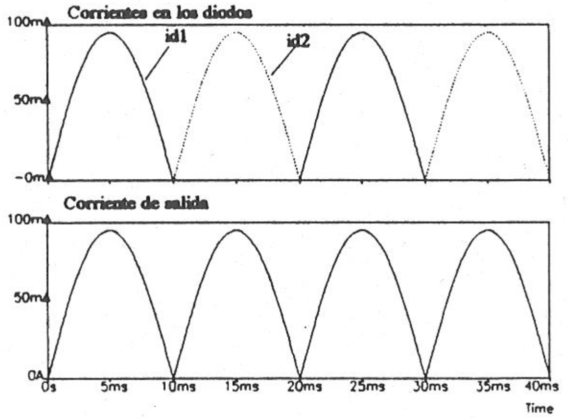


Fig. 5

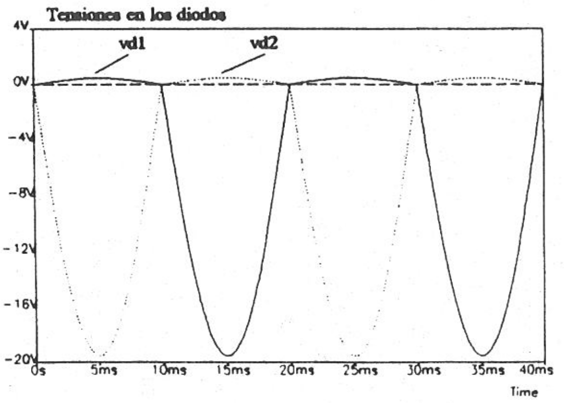
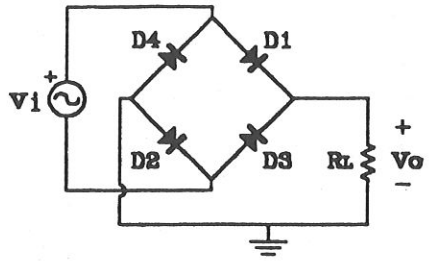


Fig. 6

Rectificador de onda completa
(Puente de Graetz)



$v_i = 10 \sin(2\pi 50\ t)$ V
Diodo: $V\gamma \approx 0$, $R_D = 5\Omega$
$R_L = 100\Omega$

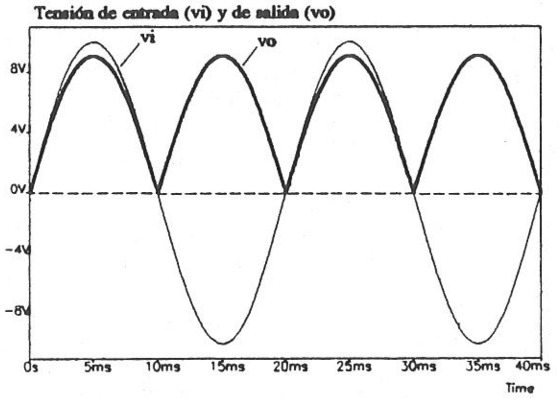


Fig. 7

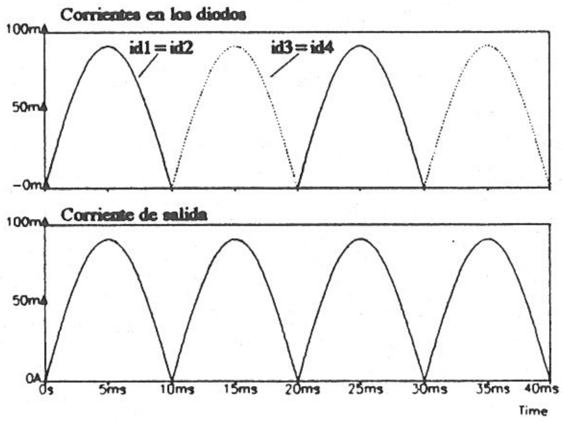


Fig. 8

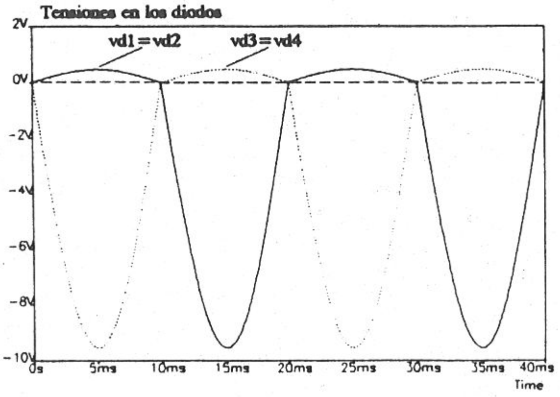
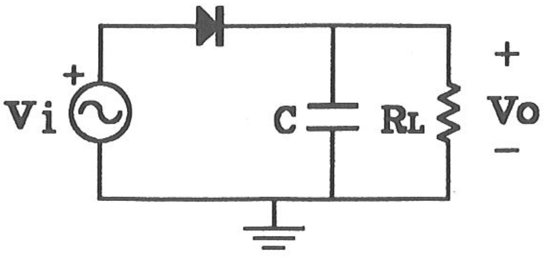
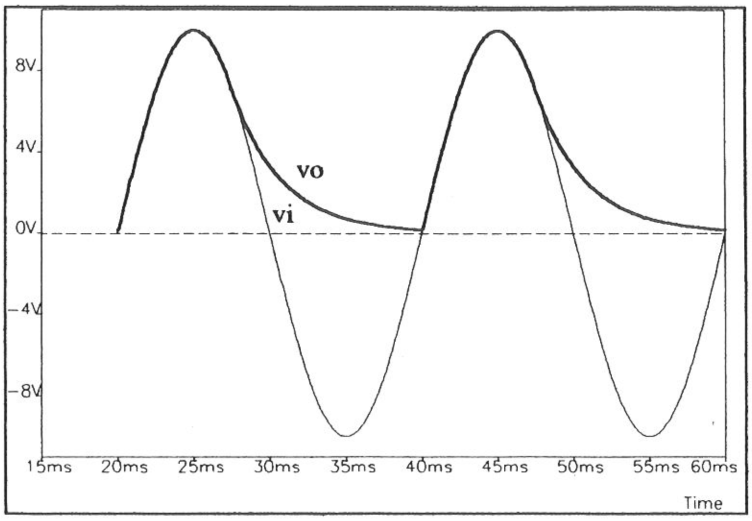


Fig. 9

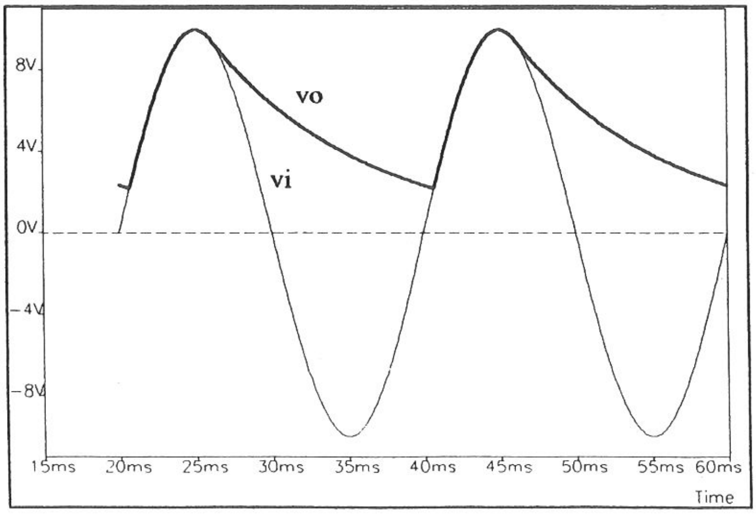
Rectificador de media onda con filtro por condensador



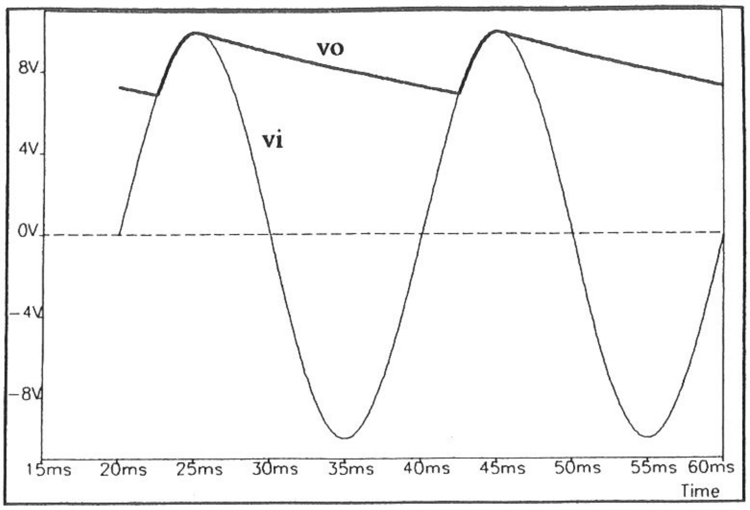
$v_i = 10 \sin(2\pi 50\ t)$ V
Diodo: ideal
C = 33μF, 100μF, 470μF y 2200μF
$R_L = 100\Omega$



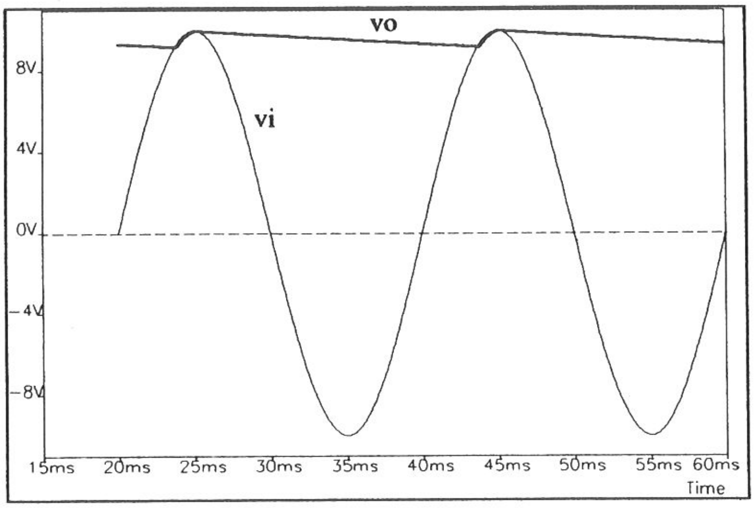
Comparación entre la tensión de entrada y salida para una capacidad de filtrado de 33μF.
(Δvo = 9.8Vpp)



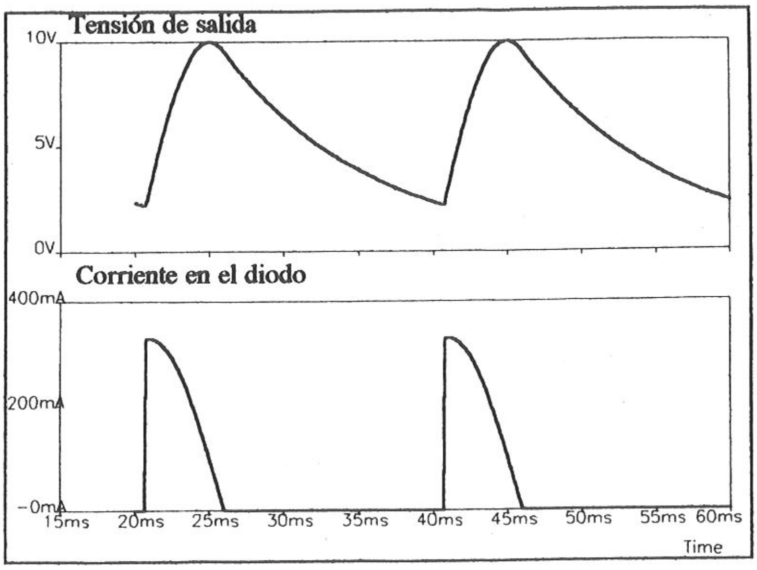
Comparación entre la tensión de entrada y salida para una capacidad de filtrado de 100μF.
($\Delta v_O = 7.8V_{pp}$)



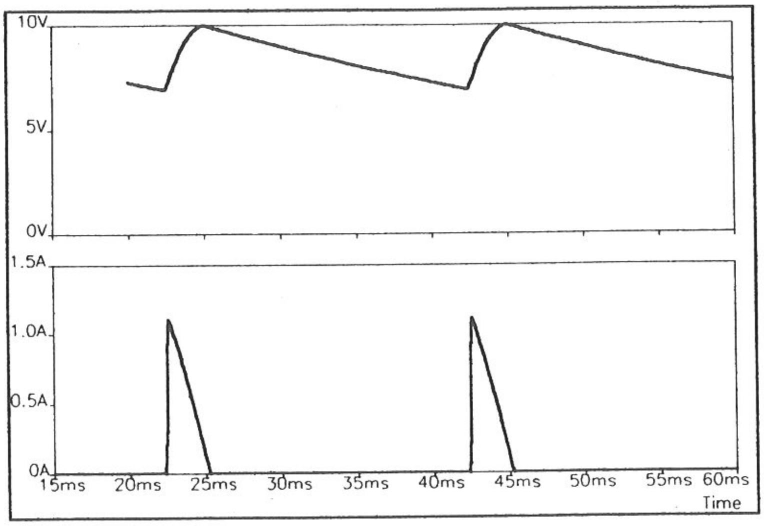
Comparación entre la tensión de entrada y salida para una capacidad de filtrado de 470μF. ($\Delta v_O = 3.1 V_{pp}$)



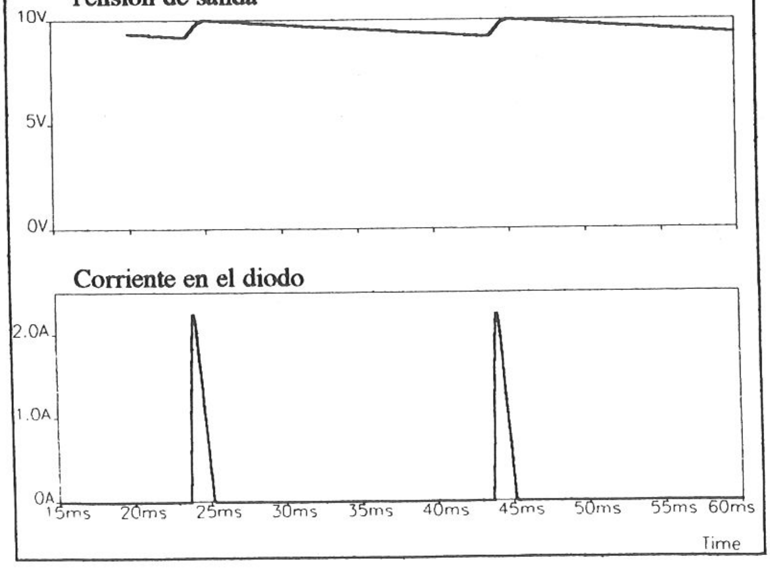
Comparación entre la tensión de entrada y salida para una capacidad de filtrado de 2200μF. ($\Delta v_O = 0.8 V_{pp}$)



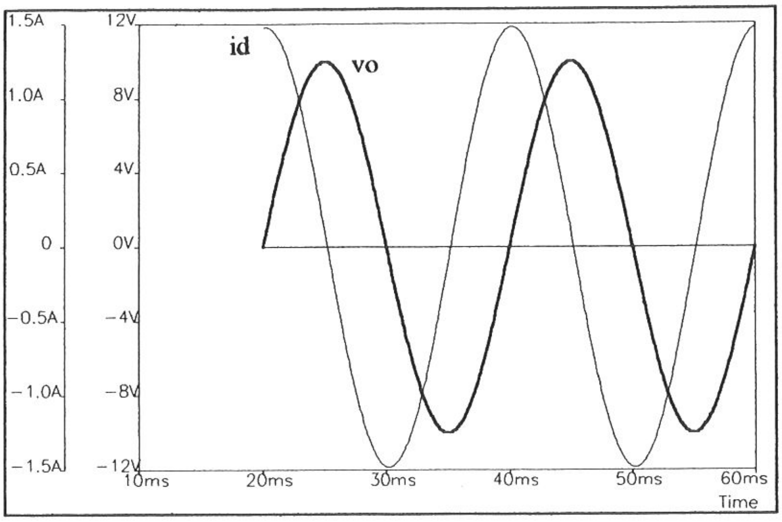
Tensión de salida y corriente en el diodo, para una capacidad de filtrado de $100\mu F$



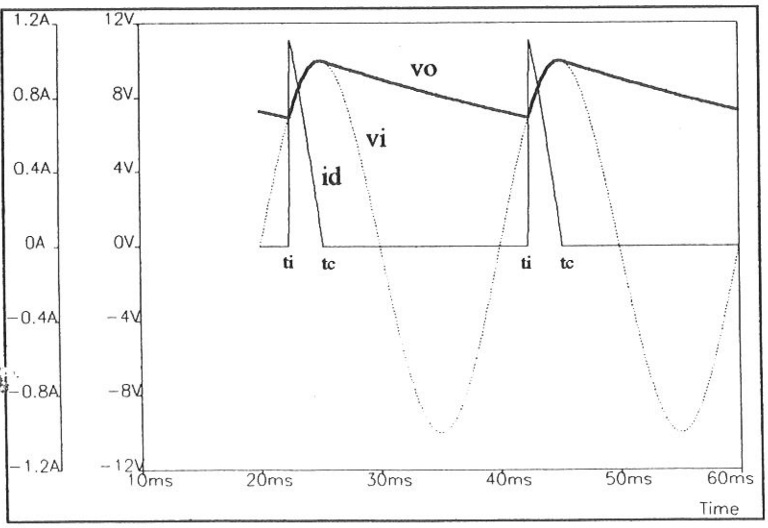
Tensión de salida y corriente en el diodo, para una capacidad de filtrado de $470\mu F$



Tensión de salida y corriente en el diodo, para una capacidad de filtrado de $2200\mu F$



Tensión de salida y corriente en el diodo en el caso hipotético de que el diodo siempre estuviera en ON ($C=470\mu F$)



Tensión de entrada, tensión de salida y corriente en el diodo para $C=470\mu F$.

$1mm^2 = 0'01cm^2$

$1mm = 0'1cm$

Fecha:

Asunto: Página:

$q_e = 1'6 \cdot 10^{-19} C$

• ESTAT SÒLID

SC EXTRÍNSEC ($N > P$) [ ] = cm^{-3} $T: 273°K$ (e^-, h^+/FORATS; TIPUS N)

1. LLEI ACCIÓ DE MASSES: $np = n_i^2(T)$ (TEMPERATURA)

2. CONDUCTIVITAT: $\sigma = q_e(\mu_p p + \mu_n n)$ ($cm^2/V\cdot s$) — DENSITAT CORRENT $(\Omega cm)^{-1}$

3. [ ] IMPURESES (DONADORES, ACCEPTORES) cm^{-3}: $N_d + p = N_a + n$ — LLEI NEUTRALITAT CÀRREGA (ACCEPTOR, DONADOR)

$\rho = \frac{1}{\sigma}$ Ωcm — RESISTÈNCIA Ω: $R = \rho \cdot \frac{\ell}{S}$

SC INTRÍNSEC: [ ] e^-, h^+; $n = p = n_i(T)$ cm^{-3}; $\sigma = q_e \cdot n_i(\mu_p + \mu_n)$ — CONDUCTIVITAT $(\Omega cm)^{-1}$ (MOVILITAT h^+, e^-)

$R = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{\ell}{S}$ (cm, S - cm^2)

$dR = \rho(x) \cdot \frac{dx}{A}$ (A - SECCIÓ)

1, 3: $n^2 - (N_d - N_a)n - n_i^2 = 0$

DOPAT DONADORS (e^-):
- $n \gg p \rightarrow n \simeq N_d$; $\sigma = q_e \mu_n N_d$ (MOVILITATS MATEIX ORDRE); $\sigma = \frac{1}{R} \cdot \frac{\ell}{S}$
- $N_a = 0$; 1, 2: $n^2 - \frac{\sigma}{q_e \mu_n} n + \frac{\mu_p}{\mu_n} n_i^2 = 0$, $n < n_i$

DOPAT ACCEPTORS (h^+):
- $p \gg n \rightarrow p \simeq N_a$; $\sigma = q_e \mu_p N_a \leftarrow n = \frac{n_i^2(T)}{p}$, $n \ll p$

A. $J_{dn} = q_e D_n \frac{dn(x)}{dx}$ ($V_T \cdot \mu_n$) — CORRENT DIFUSIÓ e^-

B. $J_{an} = q_e \mu_n n(x) \cdot E(x)$ (σ; $p(x)$) — CAMP ELÈCTRIC

$J_{dp} = -q_e D_p \frac{dp(x)}{dx}$ — DENSITAT CORRENT DIFUSIÓ h^+

$J_{an} + J_{dn} = 0$ ($J_T = 0$); $J_{an} = -J_{dn}$ — × EQUILIBRI, × EN ABSÈNCIA DE CAMP ELÈCTRIC EXTERIOR

A, B: $E(x) = -V_T \frac{1}{n(x)} \cdot \frac{dn(x)}{dx}$

$I = J_T \cdot S$

$J_T = J_{an} + J_{dn} + J_{ap} + J_{dp}$

si $n_1 < n_2 \rightarrow \ln\frac{n_1}{n_2} < 0 \rightarrow V_2 > V_1$

$V_1 - V_2 = V_T \ln\frac{n_1}{n_2}$ — DIF. DE POTENCIAL

POT. EQUIVALENT TEMP.: $V_T = \frac{D_n}{\mu_n} = \frac{K \cdot T}{q_e}$ — CONSTANT DIFUSIÓ; RELACIÓ EINSTEIN

$W_p \cdot N_a = W_n \cdot N_d$

$W_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q_e}\left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d}\right) \cdot (V_0 - V)}$ — AMPLADA ZCE (μm); TENSIÓ INV. POLARITZACIÓ → UNIÓ P-N ABRUPTA POL.

$\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$ F/cm

$V_0 = V_T \ln\frac{N_a \cdot N_d}{n_i^2}$ (25mV) — POT. CONTACTE

$W_0 = W_n + W_p$ — LONGITUDS DE LES PARTS DE ZCE (W_n, W_p)

$W_p = X_p$; $W_n = X_n$; $W_{n_p} = \frac{N_{a d}}{N_a + N_d} \cdot W_0$? (AMPLADA ZCE)

$N_a < N_d$; $X_p < X_n \rightarrow W_0 = (W_n)$

N_D si $N_A \gg N_D$

$J = \sigma \cdot E$ — LLEI D'OHM

$E_{max} = -\frac{2V_0}{W_0}$ — CAMP E MÀXIM — ZONA SENSE POLARITZAR

$V = RI$

$E = -\frac{dV}{dx} \rightarrow \int_0^x dV = -\int_0^x E dx \rightarrow V(x) - V(0) = -\int_0^x E dx$

$|E_m| = \sqrt{\frac{2q_e}{\varepsilon} \frac{1}{\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d}} (V_0 - V)}$ — SENSE POLARITZAR

A. $I_s = q_e A n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p} \cdot \frac{1}{N_d} + \frac{D_n}{L_n} \cdot \frac{1}{N_a}\right)$ — ÀREA CONTACTE; CORRENT INVERS SATURACIÓ

$p_n = \frac{n_i^2}{N_d}$; $n_p = \frac{n_i^2}{N_a}$

$L_{pn} = \sqrt{D_{pn} \cdot \tau_{pn}}$ (cm) — ZONES NEUTRES, LONGITUD DE DIFUSIÓ

$\frac{D_p}{L_p} = \sqrt{\frac{D_p}{\tau_p}}$

$L_{pn} = X_{pn} \cdot W_{pn}$ (mm)

$R_p = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{L_p}{A}$

F $C_T = A \cdot \frac{\varepsilon}{\omega}$ — CAPACITAT TRANSICIÓ

• DIODE

(circuit: I_D, V_D = ideal diode + R_f + V_γ; V_D, i_d)

ON $\begin{cases} i_d > 0 \\ V_d = 0 \end{cases}$ IDEAL ($V_\gamma = 0$, $R_f = 0$)

OFF $\begin{cases} i_d = 0 \\ V_d < 0 \end{cases}$

• ZENER

(circuit: I_z, V_{DZ}; R_d, V_γ; R_R, $V_z = 5V$)

INV $\begin{cases} i_d < 0 \\ V_d = -5V \ (-V_z) \end{cases}$

OFF $\begin{cases} i_d = 0 \\ -5 < V_d < 0 \end{cases}$

1. DC: $\frac{I_{DQ}}{V_{DQ}} \rightarrow r_d$; $\frac{1}{j\omega}$ → c.o.; condensador → c.a.

$I_{DQ} = I_s\left(e^{\frac{V_{DQ}}{\eta V_T}} - 1\right)$

$r_d = \frac{\eta \cdot V_T}{I_{DQ}} = \frac{1}{\frac{di_D}{dv_D}\Big|_Q} = \frac{1}{V_{DQ}} \cdot \frac{1}{m}$

$\eta = 1$ ó $1'5$; $V_T = 25mV$

2. AC: i_d, v_d; diode → r_d; condensador → c.c.

$\begin{cases} i_D = I_{DQ} + i_d \ (mA) \\ V_D = V_{DQ} + v_d \ (V) \end{cases}$

$r_d = \frac{V_d}{i_d}$

$|V_c| = \frac{1}{\omega C}$

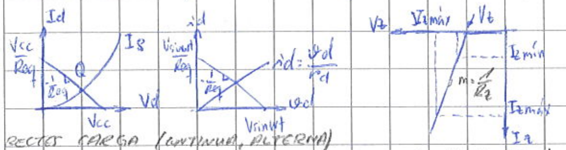
(circuit: I_z, V_z ⇒ I_z, R_z, V_z)

ZENER RUPTURA: $V_z = I_z \cdot R_z + V_z$

$V_z > 0$, $i_z = I_s e^{\frac{V_z}{\eta V_T}}$

NO COND: $-V_z \le V_z \le 0$

INVERSA: $V_z < -V_z$



$I_{zmax} = \frac{V_{imax} - V_{zmax}}{R_{max}} - I_{L min}$

$I_{zmax} = \frac{V_{imax} - V_z}{R} - \frac{V_z}{R_{L max}}$ ($I_{L min}$)

$I_{zmin} = \frac{V_{imin} - V_{zmin}}{R_{max}} - \frac{V_{zmin}}{R_{L min}}$

PENDIENTE: $\frac{1}{R} = \frac{\Delta I}{\Delta V}$

RECTES CÀRREGA (CONTÍNUA, ALTERNA)

PEND: RESIST. VISTA × DIODO EN AC Ó EN DC; REND AC ≠ REND DC; $\frac{1}{R_z} = \frac{I_{zmax} - I_{zmin}}{V_{zmax} - V_{zmin}}$

TENSIÓ ENTRADA: $V_i = V_{ef} \sqrt{2} \sin\omega t$ ($V_{max} = V_{pic}$)

VALOR MITJÀ SENYAL PERIÒDIC (PROMIG): $I_{dc} = \frac{1}{T}\int_0^T I_{max} \sin(\omega t) \, d\omega t$ (PERÍODE; I_{DC})

VALOR EFICAÇ: $I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_D^2 \, d\omega t} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ ($i = I_{max} \cdot \sin(\omega t)$)

POTÈNCIA MITJA: $P = \frac{1}{2\pi}\int V_d \cdot i \, d\omega t$ (DIODE; V_γ; FUNT - V_i) $\begin{cases} V_i = V_{max} \sin \omega t \\ i = I_{max} \sin \omega t \end{cases}$

$P_{max} = V \cdot I_{max}$

CORRENT DIODE MÀXIMA: $I_{Dpic} \approx I_m = V_m \sqrt{\frac{1}{R_L^2} + C^2\omega^2}$

POTÈNCIA: $P_{MEDIA} = V_\gamma \cdot I_D$ (d'av)

I MITJA: $I_D = I_{DDC} = \frac{V_{DDC}}{R_L}$ (MITJA ONA) — COND —

ONA COMPLETA: $I_D = \frac{I_{DDC}}{2} = \frac{V_{DDC}}{2R_L}$ (L'GRAETZ)

$V_{INV} = 2V_{im}$ (GRAETZ) — TENSIÓ INVERSA MÀX

MITJA ONA: $I_{DC} = \frac{I_{max}}{\pi}$; $I_{ef} = \frac{I_{max}}{2}$; $\frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = V_{ef}$; $P = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{4}$

$V_{OEF} = \frac{V_M}{2}$ MITJA ONA; $V_{OEF} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$ ONA COMPLETA

ONA COMPLETA: $V_{ODC} = \frac{2V_{om}}{\pi}$ (V_0 MITJÀ); $V_{om} = I_{om} \cdot R_L$; $R_L = \frac{V_{odc}}{I_{odc}}$

$I_{oef} = \frac{I_{om}}{\sqrt{2}}$ (MÀX); $V_{ef} = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}}$; $V_0 = |V_i| = V_{im} |\sin\omega t|$; $\omega = 2\pi\nu$; $T = \frac{2\pi}{\omega}$; $T = \frac{1}{\nu}$

ARRISSATMENT DE TENSIÓ (MITJA ONA): $\Delta V_0 = \frac{V_m}{2 \cdot R_L C \cdot \nu}$ (ONA COMPLETA) $= \frac{I_{odc} V_m}{V_{odc} \cdot C \cdot \nu} \cdot \frac{1}{2}$

TENSIÓ PIC (SORTIDA): $V_{odc} = V_m - \frac{\Delta V_0}{2}$ — VALOR MITJÀ TENSIÓ SORTIDA

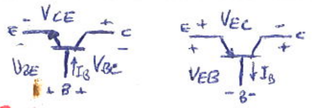
$\tau = R_L \cdot C$; $\varphi = \arctg(R_L \cdot C \cdot \omega) \simeq 90°$

$\frac{dV_0(t)}{dt} = \frac{V_{co}}{R_L \cdot C}$

FILTRE AMB CONDENSADOR

DIODE OFF → A —▷|— B $V_A < V_B$

· BJT



$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$ $I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ}$ $I_{EQ} = (\beta+1) I_{BQ}$ 1/ $I_{BQ} > 0$ → ACT. ó SAT. ← 1/ $I_{EQ} > 0$

$I_E = I_B + I_C$ $I_{CQ} = \alpha \cdot I_{EQ}$ $I_{BQ} = (1-\alpha) I_{EQ}$ 2/ $V_{CEQ} > V_{CESAT}$ → ACT.

- ZONAS FUNCIONAMIENTO -

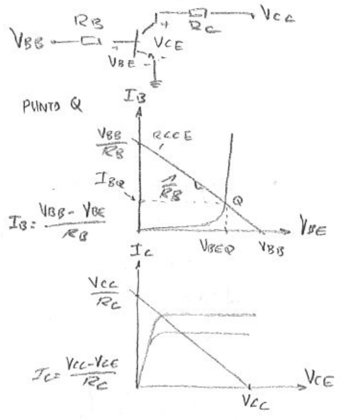
CORTE:	$V_{BB} < V_{BEACT} = 0'7V$	$I_{BQ} < 0$
SAT:	$V_{CESAT} = 0'2V$, $I_C < \beta \cdot I_B$,	$I_{BQ} > 0$
ACT:	$V_{CEQ} > V_{CESAT}$	$I_{BQ} > 0$

-BJT-

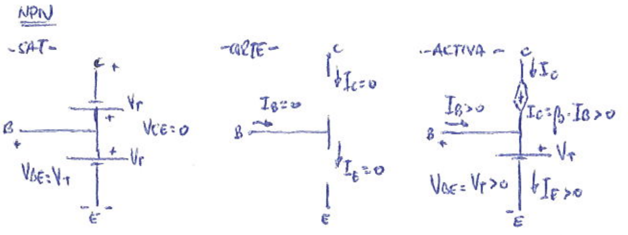
CORTE:	$I_B = 0$	$I_C = 0$	$V_{BE} < V_{BEACT}$	
ACT:	$V_{BE} = V_{BEACT}$	$I_C = h_{FE} \cdot I_B$	$I_B > 0$	$V_{CE} > V_{CESAT}$
SAT:	$V_{BE} = V_{BEACT}$	$I_C = I_{CSAT}$	$V_{CE} = V_{CESAT}$	$I_B > 0$

→ $I_E = I_B + I_C$ $I_{CSAT} < h_{FE} \cdot I_B$ (I_{CACT}) $I_{BSAT} > I_{BACT}$

PUNTO Q BJT: i_B V_{BE} (RCE) ↓ i_C V_{CE} (RCS)



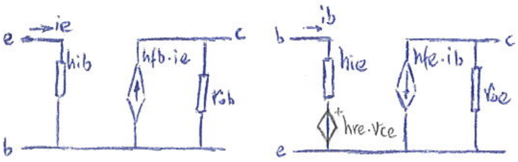
NPN



PNP

V_{BE}: $V_r = -0'5$ V_{CE}: SAT = $-0'2$

$\begin{cases} V_{BE} = -V_{EB} \\ V_{EB} = V_E - V_B \end{cases}$ ACT = $-0'7$ SAT = $-0'8$ TALL = 0



$h_{ie} = \frac{\eta V_T}{I_{BQ}}$ $\eta = 1$ $V_T = 25mV$

$h_{ie} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$ $h_{fb} = \alpha$ $h_{fe} = \beta$ $r_{oe} = \frac{1}{h_{oe}}$

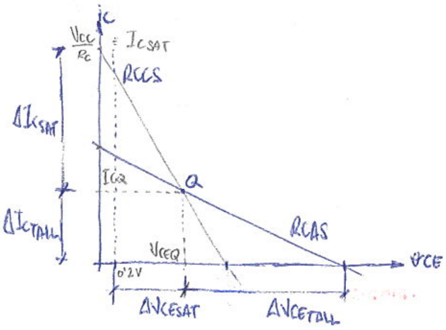
$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{ie}+1}$ (Ω) $h_{fb} = \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1}$ (×) $h_{ob} = \frac{h_{oe}}{h_{fe}+1}$ (Ω^{-1}) $r_{ob} = \frac{1}{h_{ob}}$ (Ω)

$\begin{cases} v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce} \\ i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce} \end{cases}$ $h_{ie} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial i_B}\Big|_Q$ $h_{re} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}}\Big|_Q$ $h_{fe} = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}\Big|_Q$ $h_{oe} = \frac{\partial i_C}{\partial V_{CE}}\Big|_Q$

$h_{ie} = \frac{v_{be}}{i_b}\Big|_{v_{ce}=0}$

$A_V = \frac{V_o}{V_i}$ $A_i = \frac{i_o}{i_i}$ $A_i = A_V \cdot \frac{Z_i}{R_L}$ $Z_i = \frac{V_i}{i_i}$ $Z_o = \frac{V_o}{i_o}$

$A_V = \frac{\partial V_o}{\partial V_i}$



RCC – $I_C(V_{CE})$ (RCCS) RCA – $i_C(v_{CE})$ RCAS → $\begin{cases} v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce} \\ i_C = I_{CQ} + i_c \end{cases}$ $i_B(v_{BE})$ RCAE → $\begin{cases} v_{BE} = V_{BEQ} + v_{be} \\ i_B = I_{BQ} + i_b \end{cases}$

RCCE – $I_B(V_{BE})$

MARGES DINÀMICS TENSIÓ

* $\Delta V_{CETALL} = V_{CETALL} - V_{CEQ}$ $\Delta V_{CESAT} = V_{CEQ} - V_{CESAT}$ $V_{CETALL} = v_{CE}\big|_{i_C=0}$

MARGES DINÀMICS CORRENT

$\Delta I_{CTALL} = I_{CQ} - I_{CTALL}$ (0) * $\Delta I_{CSAT} = I_{CSAT} - I_{CQ}$ $I_{CTALL} = 0$ $I_{CSAT} = i_C\big|_{v_{CE} = V_{CEQ}}$

* $\Delta V_{CETALL} = \frac{I_{CQ}}{|PEND_{RCAS}|} = I_{CQ} \cdot (R_C // R_L)$

$\Delta I_{CSAT} = (V_{CEQ} - V_{CESAT}) \cdot |PEND_{RCAS}|$

MAX. SENYAL (MES)

$\Delta V_i = \frac{\Delta V_o}{A_V}$ MES(V_{CE}) = $2 \times \min(\Delta V_{CESAT}, \Delta V_{CETALL})$ MES(i_C) = $\frac{MES(V_{CE})}{R_L}$

ΔV_{CE} → Δi_C →

MES → $\begin{cases} \Delta i_C = \Delta I_{CSAT} + \Delta I_{CTALL} \text{ ó } \Delta i_C = \frac{\Delta V_{CE}}{R_L} \\ \Delta V_{CE} = \Delta V_{CESAT} + \Delta V_{CETALL} \end{cases}$

MES ÓPTIMA: (MÁXIMA OSCILACIÓN SIN DISTORSIÓN)

COND. 1/ $\Delta V_{CESAT} = \Delta V_{CECORTE}$ → $V_{CEQ}? - V_{CESAT} = \frac{I_{CQ}?}{|pend. RCAS|}$ } I_{CQ}, V_{CEQ} ?

COND. 2/ $Q \in RCCS$ → $V_{CC} = V_{CEQ}? + I_{EQ} \cdot R_E$ (I_{CQ}?) ($I_{CQ} \approx I_{EQ}$)

EL NUEVO Q DEBE CUMPLIR: $V_{CEQ} > V_{CESAT}$ → ACT.

CÁLCULO DE R1 y R2: $V_{BB} = V_{CC} \frac{R_1}{R_1+R_2}$ $R_{BB} = R_1 // R_2$ $R_1 = \frac{V_{BB}}{V_{CC} - V_{BB}} R_2$ $R_2 = \frac{V_{CC} \cdot R_{BB}}{V_{BB}}$

CRITERI: $R_{BB} = \frac{1}{10} R_E h_{FE}$ $V_{BB} = V_{BEQ} + I_{CQ}\left(\frac{R_{BB}}{h_{FE}} + R_E\right)$ → $I_{CQ} = h_{FE} \cdot I_{BQ} \approx \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_{BB}}{h_{FE}} + R_E}$

ESTADO SÓLIDO

N > P (EXTRÍNSECO)

$$n = \frac{\text{nº de } e^- \text{ libres}}{cm^3} = \frac{\text{nº de impurezas ionizadas}}{cm^3} + \frac{\text{nº de enlaces covalentes}}{cm^3}$$

N = P (INTRÍNSECO)

$$n = \frac{\text{nº enlaces covalentes rotos}}{cm^3}$$

$$p = \frac{\text{nº enlaces covalentes rotos}}{cm^3}$$

2 tipos de impurezas:

n = enlaces covalentes rotos + ionización de impurezas donadoras.

p = " + ionización de impurezas aceptoras.

Generación: T↑ G↑

$$G = \text{Velocidad de generación de pares } e^-, h^+ = \frac{\text{enlaces rotos}}{[V]\cdot[t]} = \frac{1}{cm^3 \cdot s}$$ (← Volumétrica)

$$G_{TOT} = G_{Th} + G_{EXT}$$

Recombinación:

$$R = \text{Velocidad de recombinación de pares} = \frac{\text{nº enlaces reconstruidos}}{\text{unidad vol} \times \text{unidad tiempo}} = \frac{1}{cm^3 \cdot s}$$

Ley de acción de masas y de neutralidad de carga

$$n = \frac{e^-}{cm^3}, \quad p = \frac{h^+}{cm^3}$$

En equilibrio térmico: $\boxed{np = n_i^2(T)}$ LEY ACCIÓN DE MASAS

$$np = n_i^2(T) = A \cdot T^3 \cdot e^{-E_{g0}/kt}$$

LEY DE NEUTRALIDAD DE CARGA $\boxed{N_d + p = N_a + n}$

(N_d: CONCENTRACIÓN DE IMPUREZAS DONADORAS; N_a: CON. IMP. ACEPTORAS)

1. tipo N: $N_d - N_a \gg 2n_i$
2. tipo P: $N_a - N_d \gg 2n_i$

Densidad superficial de corriente (J)

$J_n = q \cdot n \cdot \mu_n \cdot \bar{E}$

$J_p = q \cdot p \cdot \mu_p \cdot \bar{E}$

$\mu_p < \mu_n$

$$J_T = q(\mu_n \cdot n + \mu_p \cdot p)\bar{E}$$

(q: $1'6 \cdot 10^{-19} C$)

Conductividad (σ)

$e^- \equiv \sigma_n = q \cdot n \cdot \mu_n$

$h^+ \equiv \sigma_p = q \cdot p \cdot \mu_p$

$$\sigma = q(\mu_n \cdot n + \mu_p \cdot p)$$

(μ_n: MOVILIDAD DE e^-; μ_p: MOV. h^+)

$$J = \sigma \cdot \bar{E}$$

LEY DE OHM

Corriente de difusión (J_d)

e^-

$$J_{d_n} = q \cdot D_n \cdot \frac{dn(x)}{dx}$$

(J_{d_n}: DIFUSION e^-; D_n: CTE. DE PROP. DIFUSIVIDAD)

Densidad total de corriente

$$J_T = \underbrace{q(p \cdot \mu_p + n \cdot \mu_n)\bar{E}}_{\text{ARRASTRE}} + \underbrace{q(D_n \cdot \bar{\nabla}_n - D_p \bar{\nabla}_p)}_{\text{DIFUSIÓN}}$$

Relación de Einstein

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{kT}{q} = V_T \equiv \frac{D_p}{\mu_p}$$

(k: $1'38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$; V_T: POTENCIAL EQUIVALENTE DE TEMPERATURA; D_p: MOVIMIENTO ALEATORIO DE h^+)

Ecuaciones de Boltzman: (Relación concentración de portadores y tensiones)

$V_2 - V_1 = V_T \cdot \ln \frac{n_2}{n_1}$ $\quad n_2 = n_1 \cdot e^{\frac{V_2 - V_1}{n_1}}$ para e^-

Condiciones de equilibrio térmico:

$J_T = 0$

$G_{ext} = 0$

Ecuación de continuidad

$$\frac{\partial p(x)}{\partial t} = G - R - \frac{1}{q}\frac{\partial J_{p(x)}}{\partial x}$$ para h^+ ; $R_{nt} = \frac{p - p_0}{\tau_p}$

($\frac{\partial p(x)}{\partial t}$: VARIACIÓN [ ]; $G - R$: VAR. [ ] EN t; $\frac{1}{q}\frac{\partial J_{p(x)}}{\partial x}$: VAR. [ ] DEBIDO A CORRIENTES UNIFORMES.)

SEMICONDUCTORES.

Un semiconductor tiene 4 e- en su órbita de valencia. El nº de e- en la órbita de valencia es clave para la conductividad eléctrica. Los conductores poseen 1e- de valencia, los semiconductores tienen 4e- y los aislantes 8e- de valencia.

SC INTRÍNSECOS

Un sc intrínseco es un sc puro, sin impurezas. A temperatura ambiente (bajas T.) un sc intrínseco se comporta más o menos como un aislante ya que tiene pocos e- libres y huecos producidos por excitación térmica. En un sc intrínseco, hay el mismo número de e- libres que de huecos. Esto se debe a que la energía térmica produce e- libres y huecos por pares. El voltaje aplicado forzará a los e- libres a circular hacia la parte positiva y los huecos al negativo. De esta forma se produce un flujo estable de e- libres y huecos dentro del sc. Reciben el nombre de portadores debido a que transportan la carga de un lugar a otro.

SC EXTRÍNSECO

Una forma de aumentar la conductividad de un sc es mediante la impurificación. Esto es que, se añaden impurezas a un cristal intrínseco para modificar su conductividad eléctrica. Un semiconductor impurificado se llama semiconductor extrínseco, con impurezas.

Un sc se puede impurificar para que tenga un exceso de e- libres o un exceso de huecos. Existen 2 tipos de sc impurificados:

SC TIPO N (DONADOR)

En un sc tipo N, los e- libres superan a los huecos, y reciben el nombre de portadores mayoritarios y los huecos se llaman portadores minoritarios. En el sc tipo N hay muchos e- libres a temperatura ambiente, y sólo unos cuantos huecos. Por ello, el flujo de los e- libres es mucho mayor que el de los huecos.

PN SIN POLARIZAR

Debido a su repulsión mutua, los e- libres en el lado n tienden a difundirse en todas direcciones. Algunos de los e- se difunden atravesando la unión. Cuando 1 e- libre entra en la región P, se convierte en un portador minoritario. Con tantos huecos a su alrededor, el e- libre cae hacia 1 h^+, el hueco desaparece y el e- se convierte en un e- de valencia (dipolo). Creándose una capa de empobrecimiento en la unión PN.

P: $N_a - N_d >> 2n_i$

N: $N_d - N_a >> 2n_i$

En equilibrio: $p \approx N_a$

$n \approx \frac{n_i^2}{N_a} \approx N_d$

$J_{dT} = J_{dp} + J_{dn}$ (Corriente difusión mayoritarios)

$J_{aT} = J_{an} + J_{ap}$ (opuesta a J_{dT})

En equilibrio

$J_{nT} = 0 \quad \rightarrow \quad J_{an} = -J_{dn}$

$J_{pT} = 0 \quad \quad \quad J_p = -J_{dp}$

$\rho(x) \neq 0$ en la zce $\rightarrow$ $E(x) \neq 0$ y $\neq$ cte. en la zce $\rightarrow$ $V(x) \neq 0$ y $\neq$ cte en zce

Potencial de contacto (V_0)

$$V_0 = V_T \cdot \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$$

Densidad de carga en zce

zona N: $\rho(x) = q[N_d + P_n(x) - n_n(x)]$

zona P: $\rho(x) = -q N_a \quad -W_p < x < 0$

$N_d \cdot W_n = N_a \cdot W_p$ (dopados)

Carga − = Carga + : Neutralidad de carga

Campo electrico

$$E(x) = \frac{1}{\varepsilon} \int \rho(x)\,dx$$

a) $x < -W_p$

$$J_{dn} = 0 = q \cdot \mu_n \cdot n \cdot E$$
$$J_{dp} = 0 = q \cdot \mu_p \cdot p \cdot E$$
$\rightarrow E = 0$ eq. $I = 0$

b) $-W_p < x \leq 0$ (zona P)

$$E_p(x) = -\frac{q N_a}{\varepsilon}(x + W_p)$$

c) $x = 0$

$$E = -q \frac{N_d \cdot W_n}{\varepsilon} = E_m \text{ (E máximo)}$$

W: ancho total zce $= W_n + W_p$

d) $0 < x < W_n$ (zona N)

$$E_n(x) = \frac{q N_d}{\varepsilon}(x - W_n)$$

e) $x > W_n$

$E = 0$ (ídem a)

Potencial

$$V(x) = -\int E(x)\,dx$$

a) $x < -W_p$

$$E = 0 \rightarrow V = cte = 0$$

b) $-W_p < x \leq 0$

$$V_p(x) = \frac{q N_a}{2\varepsilon}(x + W_p)^2$$

c) $x = 0$

$$V(0) = \frac{q N_a}{2\varepsilon} W_p^2$$

d) $0 < x < W_n$

$$V_n(x) = \frac{q \cdot N_a}{2\varepsilon} W_p^2 - \frac{q N_d}{2\varepsilon}(x - W_n)^2 + \frac{q \cdot N_d}{2\varepsilon} W_n^2$$

e) $x > W_n$

$$V_0 = \frac{q}{2\varepsilon} N_d W_n W$$. tensión de contacto

$$V_0 = -\int_{-W_p}^{W_n} E(x)\,dx = -\frac{W \cdot E_m}{2} \qquad E_m = -\frac{2V_0}{W}$$

Ancho de zce (W)

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot \frac{N_a + N_d}{N_a \cdot N_d} V_0}$$

P-N BLARIZADA (DIRECTA)

Cuando un voltaje externo se opone a la barrera de potencial, el diodo, está polarizado directamente. Si el voltaje aplicado es mayor que la barrera de potencial, la corriente es grande. Es decir, la corriente fluye con facilidad en un diodo polarizado directamente.

$$E_T = E_{INT} - E_{EXT}$$

$$\Delta p_{n(x)} = p_{n(x)} - p_{no} \quad , \quad \rho(x) = 0 = q\left[\Delta p_{n(x)} - \Delta n_{n(x)}\right] \Rightarrow \boxed{\Delta p_{n(x)} = \Delta n_{n(x)}}$$

· Neutralidad de carga.

Devido a la polarización directa, el campo total (E_T) y la anchura de zce (W) son más pequeños.

POLARIZACION INVERSA

Cuando un voltaje externo refuerza la barrera de potencial, el diodo está polarizado inversamente. La anchura de la capa de empobrecimiento aumenta al incrementarse el voltaje inverso. La corriente es casi cero. Es decir, actúa como un conmutador abierto.

$$E_T = E_{INT} + E_{EXT}$$

Corrientes del diodo

$$J_{dpn}(0_n) = q \frac{D_p}{L_p} p_{no} \left(e^{V/V_T} - 1\right) \quad \text{para } h^+$$

Densidad de corriente total

$$J_T = J_n + J_p = q\left[\frac{D_p}{L_p} p_{no} + \frac{D_n}{L_n} n_{po}\right] \cdot \left(e^{V/V_T} - 1\right) \quad \text{densidad}$$

$$I = A \cdot J_T = A \cdot q\left[\frac{D_p}{L_p} p_{no} + \frac{D_n}{L_n} n_{po}\right] \cdot \left(e^{V/V_T} - 1\right) \quad \text{corriente}$$

$$i_d = I_S\left(e^{V_d/V_T} - 1\right) \quad \text{· Característica tensión corriente}$$

MECANISMOS DE RUPTURA

Un voltaje inverso demasiado grande producirá el efecto zener o bien una avalancha. Así pues, la gran corriente de rompimiento destruirá el diodo. En general, los diodos nunca se deben emplear en las regiones de rompimiento; la única excepción es el diodo zener.

· Efecto zener. depende sólo de la intensidad del campo eléctrico. Cuando un diodo está muy impurificado, el campo eléctrico en la capa de empobrecimiento es muy intenso. Cuando la intensidad del campo es muy alta, el campo puede extraer los e⁻ de sus capas de valencia.

· Efecto de avalancha. requiere que los portadores minoritarios con grandes velocidades desliguen e⁻ de valencia.

Capacidad de transición (CT)

$$C_T = \frac{K_2}{\sqrt{V_0 - V}}$$

Capacidad de difusión (CD)

$$\Delta Q_n = A \cdot \int_{W_n}^{x_n} (n_{nx} - n_{no})\,dx \quad ; \quad \Delta Q_p = A \cdot \int_{-x_p}^{-W_p} (p_{px} - p_{po})\,dx$$

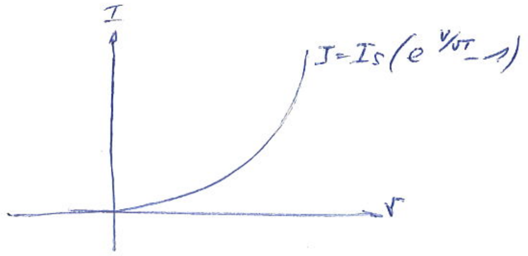
$$C_D = \frac{d\Delta Q_n}{dV} + \frac{d\Delta Q_p}{dV} \quad ; \quad C_D = k \cdot e^{V/V_T}$$

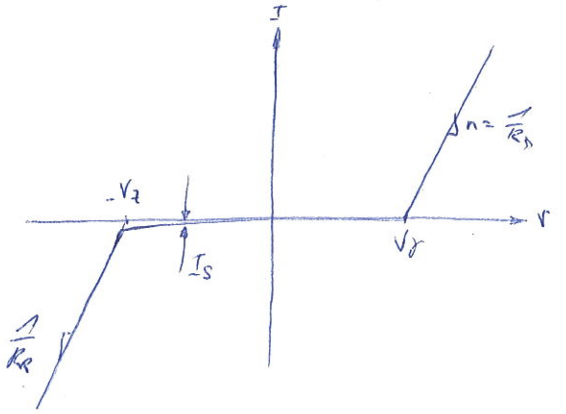
Resistencia estática y dinámica.

$$R_{est} = \frac{1}{\frac{I_q}{V_q}} = \frac{V_q}{I_q} \quad ; \quad R_d = \frac{V_T}{I_s \cdot e^{V/V_T}} \simeq \frac{V_T}{I_q}$$

Diodo Real

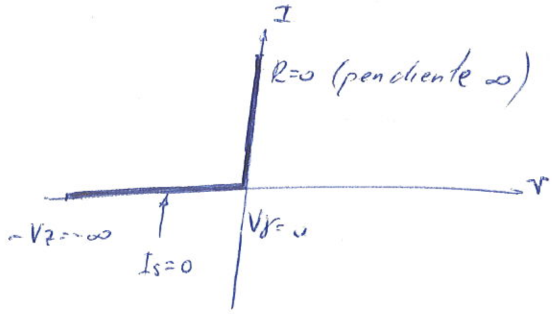
Corriente directa $\quad I = I_s \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1\right)$

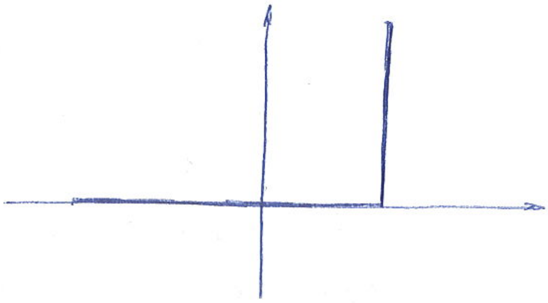




Curva del diodo ideal

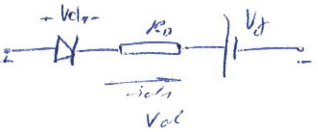
Curva del diodo no ideal





Aproximaciones

$V_d = V_{d_1} + i_{d_1} \cdot R_D + V_\gamma$



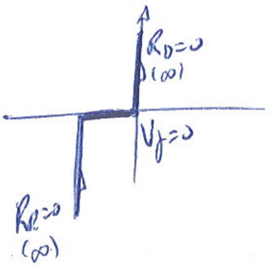
d_1 en directa: $\begin{cases} V_{d_1} = 0 \\ i_{d_1} > 0 \end{cases}$ $d_1 = ON$ (D_{ON}) El diodo conduce

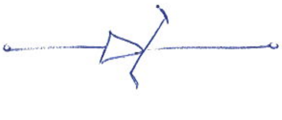
inversa $\begin{cases} V_{d_1} < 0 \\ i_d = 0 \end{cases}$ D_{OFF} No conduce

Metodología de trabajo con diodos

- Substituir el diodo por un modelo (lineal, p.ej.: R's V's _ Dideales)
- Aplicar KCL, KVL (Kirchoff) aparezcan i_d, V_d
- Aplicar las condiciones y restricciones que nos exigirá el diodo según su estado

Gráfica zener ideal





D_1 en Ruptura inversa

$\begin{cases} V_{d_1} = V_Z \\ i_{d_1} < 0 \end{cases}$

ANEXO

N_d/N_a · Concentración de impurezas donadoras/aceptoras

G · Generación (G_{th}, G_{ext}; térmica, externa)

R · Recombinación (R_i, R_{ext}; intrínseca ó interna.)

n_{p0} · Concentración de e^- en la zona p en equilibrio

J_n / J_d · Densidad superficial de corriente (e^-) / Corriente de difusión

σ · Conductividad (σ_n, σ_p)

W · Ancho zce ($W_n + W_p$) → cambio nomenclatura ≡ O_n, O_p

$E_p(x)$ · Campo E, zona p, punto (E_m ≡ máximo)

V(x) · potencial

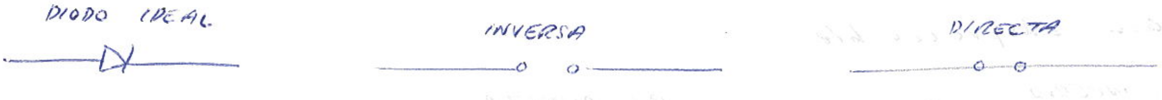
$\Delta p_n(x)$ · exceso de h^+ respecto al equilibrio

V_z · tensión inversa de ruptura.

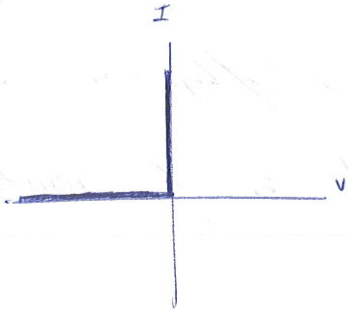
I_s · Intensidad inversa de saturación.

DIODO IDEAL (DETECCIÓN DE FALLAS)

En teoría, un diodo rectificador se comporta como un conductor perfecto (resistencia cero) cuando tiene polarización directa, y se comporta como un aislante perfecto (resistencia infinita) cuando tiene polarización inversa. Por tanto, un diodo ideal actúa como un conmutador inteligente que se cierra al tener polarización directa y se abre con polarización inversa.



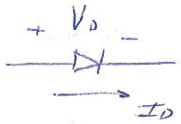
En la figura se ofrece la gráfica corriente-voltaje de un diodo ideal. Refleja lo que se acaba de decir: resistencia cero en polarización directa y resistencia infinita en polarización inversa.



(SEGUNDA) APROXIMACIÓN (Aproximación lineal del diodo considerado)

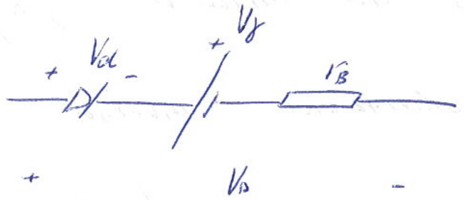
El circuito equivalente para esta aproximación es un conmutador en serie con una barrera de potencial de 0'7 V y una figura de . Cuando el voltaje aplicado es mayor que 0'7 V, el diodo conduce. El voltaje total en el diodo es

igual a:



$V_D = 0'7 + I_D \cdot r_B$

modelo equivalente: (DIRECTA)



$V_d \simeq 0$
$V_\gamma \simeq 0'7V$ (silicio)

Si la resistencia de carga es mucho mayor que la resistencia de estructura,

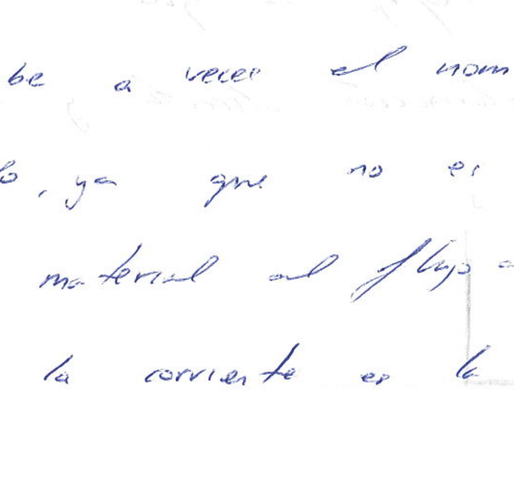
r_B se considera despreciable.

Resistencia de estructura: recibe a veces el nombre de resistencia óhmica de un diodo, ya que no es más que la resistencia que opone el material al flujo de cargas. Lo único que se opone a la corriente es la resistencia de las regiones p y n.

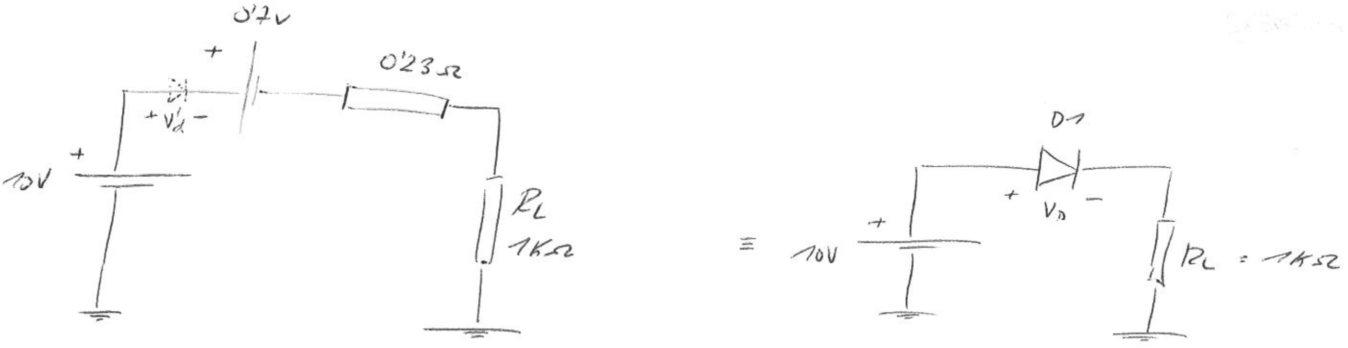
$$r_B = r_p + r_n$$

Corriente del diodo (Resistor para limitación de corriente)

$$I = \frac{V_S - V_D}{R}$$



La corriente del diodo tiene el mismo valor que la corriente en el resistor.



Calcular la corriente, el voltaje y la potencia de carga, así como la potencia en el diodo, y la potencia total en el circuito.

$$I = \frac{V_S - 0'7}{R_L + r_B} = \frac{10 - 0'7}{1k\Omega + 0'23\Omega} = \frac{9'3}{1000} = 9'3\,mA$$

$$V = RI \longrightarrow V = R_L \cdot I = 1k\Omega \cdot \frac{9'3\,V}{1k\Omega} = 9'3\,V$$

$$P = V \cdot I \longrightarrow P_L = 9'3\,V \cdot 9'3\,mA = 86'5\,mW$$

$$P_D = V_D \cdot I = 0'702\,V \cdot 9'3\,mA = 6'53\,mW$$

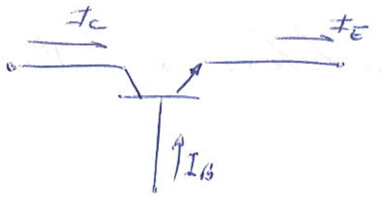
$$V_D = 0'7\,V + I \cdot r_B = 0'7 + 9'3 \cdot 0'23 = 0'702\,V$$

$$P_T = P_D + P_L = 86'5 + 6'53 = 93'03\,mW$$

DIODO ZENER

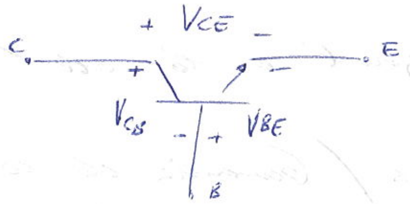
III

TRANSISTOR BIPOLAR (NPN)



$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$



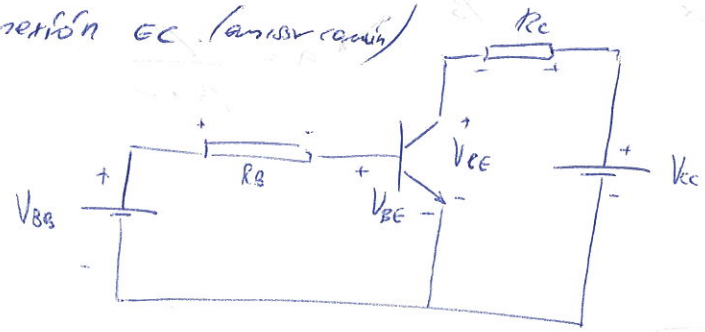
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

En un transistor la corriente del colector es mucho mayor que la corriente de base.

$$I_C = \beta \cdot I_B \qquad \beta = h_{FE}$$ (Ganancia de corriente del transistor en emisor común).

- conexión EC (emisor común)



En el circuito de la base, hay un voltaje de fuente de V_{BB}, y una resistencia limitadora de corriente R_B, V_{BB} debe ser mayor que V_{BE} para activar el diodo del emisor. La corriente de base controla la corriente del colector.

En el circuito del colector, el voltaje de fuente V_{CC} debe polarizar inversamente el colector, o de la

contrario, el TBJT no funcionaría correctamente. Esta condición por lo general se satisface si V_{CE} es mayor que 1V.

=

La corriente del colector es casi igual a la del emisor

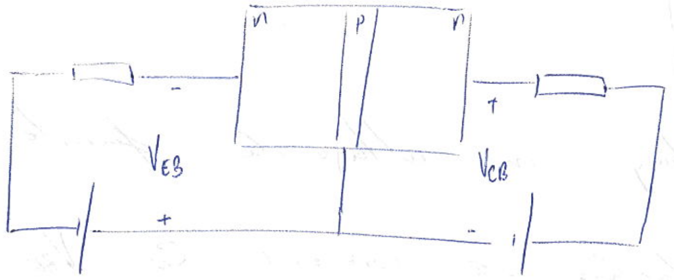
$I_C = \alpha_{cd} \cdot I_E$ $\alpha = h_{FB}$ (Ganancia de corriente del transistor en base común).

× Relación entre alfa y beta

$I_E = I_C + I_B$ $\beta = \frac{I_C}{I_B}$; $\alpha = \frac{I_C}{I_E}$

$\frac{I_E}{I_C} = 1 + \frac{I_B}{I_C} \longrightarrow \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$ $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$

- conexión BC (base común)



Al polarizar directamente el diodo emisor y inversamente el del colector, es de esperar una gran corriente de emisor I_E ya que el diodo del emisor tiene polarización inversa. Pero no es de esperar una gran corriente de colector porque el diodo colector

IV
1/2

tiene polarización inversa. No obstante, la corriente del colector es tan grande como la del emisor.

Una explicación de por qué se obtiene una gran corriente de colector en el circuito, es que, en el instante en que se aplique una polarización directa al diodo emisor, los e⁻ del emisor no entraran en la región de la base. Si V_{EB} es mayor que la barrera de potencial 0'7V, muchos e⁻ del emisor entrarán en la región de la base. Estos e⁻ pueden circular en una de las dos direcciones: Descendiendo por la base o bien a través del colector. Y como la base está ligeramente impurificada y tiene unos cuantos huecos, la mayoría de los e⁻ fluirán por el colector y fluyen hacia la terminal positiva de la fuente.

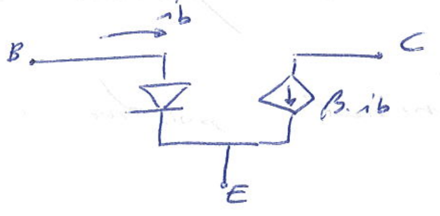
Modelo de Ebers-Moll

El voltaje V_{BE} es el voltaje entre los extremos de la capa de empobrecimiento del emisor. Cuando este voltaje es mayor que aproximadamente 0'7V, el emisor inyecta e⁻ a la base. La corriente del emisor controla la corriente del colector.

Por esto, la fuente de corriente del colector fuerza a que fluya una corriente $\alpha \cdot I_E$ en el circuito del colector.

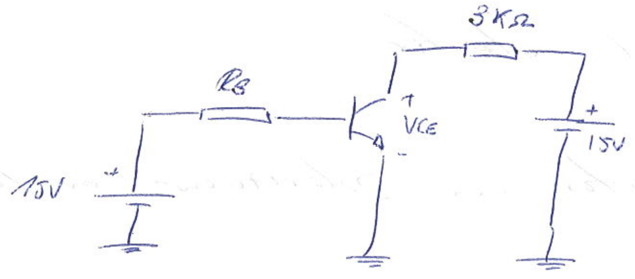
Al usar el modelo Ebers-Moll, se hacen en general las aproximaciones siguientes:

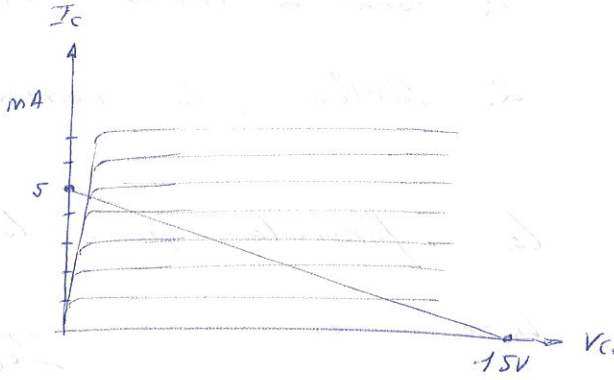
1. Se toma V_{BE} igual a 0,7 V para transistores de silicio. (0,3 V para el germanio)
2. Se desprecia el voltaje $I_B \cdot r_b$ (es equivalente a suponer que el producto de I_B y r_b es despreciable-mente pequeño).
3. Como α_{cd} tiende a 1, se supone que I_C es igual a I_E.
4. Como I_C es igual a I_E, I_B se aproxima como I_E/β_{cd}.



IV
2/2

LA LINEA DE CARGA





- El punto de saturación indica la máxima corriente del colector que es posible alcanzar en el circuito. En la figura, la máxima corriente del colector posible es aproximadamente de 5mA. Si se cambia el voltaje de fuente del colector o bien la resistencia del colector, se obtiene un punto de sat. diferente. Para hallar la corriente en el punto de saturación, visualícese un corto entre el colector y el emisor del circuito de la figura, entonces VCE cae a cero. Los 15V de la fuente del colector aparecerán en la resistencia de 3KΩ, por tanto, la corriente en el resistor del colector es:

$$I_c = \frac{15V}{3K\Omega} = 5mA$$

El procedimiento para hallar la corriente de saturación para cualquier diseño es el siguiente:

1. Poner en corto las terminales colector-emisor

2. Hallar la corriente del colector.

La fórmula para los circuitos con polarización en la base es:

$$I_{C(SAT)} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

- El punto de corte indica el máximo voltaje colector-emisor que se puede alcanzar en el circuito. En la figura, el máximo voltaje colector-emisor posible es aproximadamente 15V, que es el valor del voltaje fuente del colector. Si en el circuito se cambia este voltaje, se obtiene diferente punto de corte.

Suponga un circuito abierto entre el colector y el emisor. Como no circula corriente por el resistor, los 15V de la fuente aparecerán en el terminal del colector. Como el emisor está a tierra, el voltaje colector-emisor tiene el mismo valor que el voltaje colector a tierra:

$$V_{CE} = 15V$$

El proceso para cualquier circuito es el siguiente:

1. Abrir las terminales colector-emisor (C.A.)

Aproximaciones:

1. Característica no Lineal.

2. $i_d \simeq I_S \cdot e^{V_d/V_T}$ si $V_d \gg V_T$ (en Directa).

3. Inversa $V_d \ll -V_T$ $i_d \simeq -I_S$.

Capacidades de transición y de difusión

$$C_T = \frac{K}{\sqrt{V_0 - V}}$$

$$C_D = K \cdot e^{V/V_T}$$

Resistencias estática y dinámica

$$R_{est} = \frac{V_Q}{I_Q} = \frac{1}{\text{pend. recta } \overline{OQ}}$$

$$r_d = \frac{V_T}{I_Q}$$ en pequeña señal y en directa.

↳ sobre el punto de trabajo Q.

Baja inyección

$$\frac{\Delta p_n(0_n)}{n_{n0}} \ll 1$$

$$\frac{\Delta n_p(0_p)}{p_{p0}} \ll 1$$

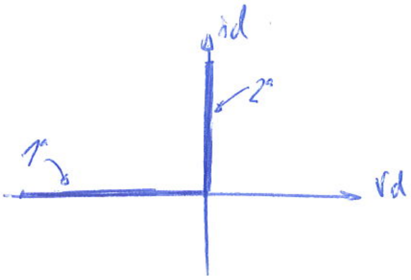
Unión P-N real

Diodo { equilibrio $G = R$
inversa $G > R \Rightarrow R\downarrow$ pocos e^- y h^+ en zce.
directa $G < R \Rightarrow R\uparrow$ muchos e^- y h^+ " ".

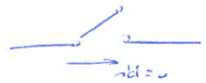
Circuitos con diodos

· Circuitos equivalentes de diodo según aproximaciones:

1ª aproximación: interruptor.



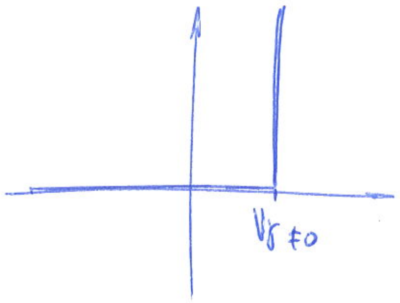
1.- $i_d = 0$

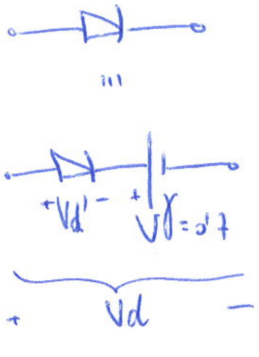


2.- $V_d = 0$

no conduce si $V_d < 0$, sólo $i_d > 0$

2ª aproximación:

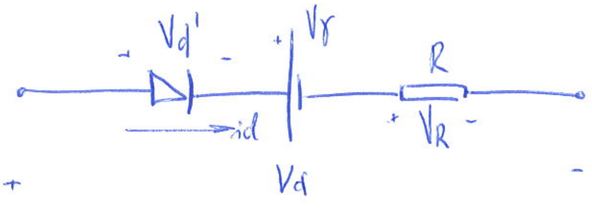




$V_d = V_d' + V_\gamma$

$V_d' = 0'2$

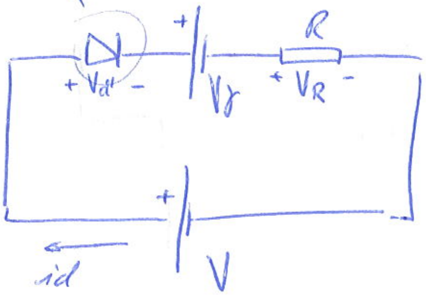
3ª aproximación:

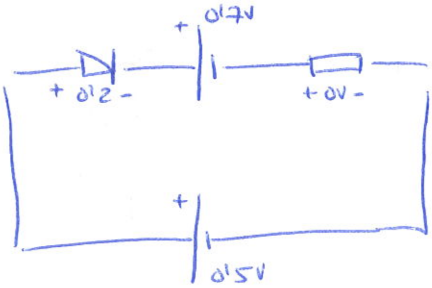


$V_R = i_d \cdot R$

DIODO

representa a un diodo ideal

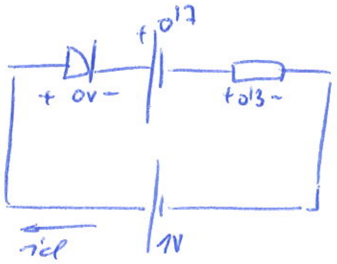




si $V < V\gamma$ no conduce una corriente id, circula una corriente -id, pero el diodo no deja pasar una corriente en ese sentido:

$Vd' = 0'2 > 0$
$id = 0$
} diodo ideal

si $V > V\gamma$: $id = \frac{V_R}{R}$ circulara una corriente id.



$Vd = 0$
id

$id = \frac{0'3}{R}$ → fija id en directa.

KVL:

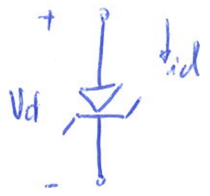
$$Vd = Vd' + V\gamma + V_R = Vd' + V\gamma + id \cdot R$$

$$id = \frac{Vd - Vd' - V\gamma}{R}$$

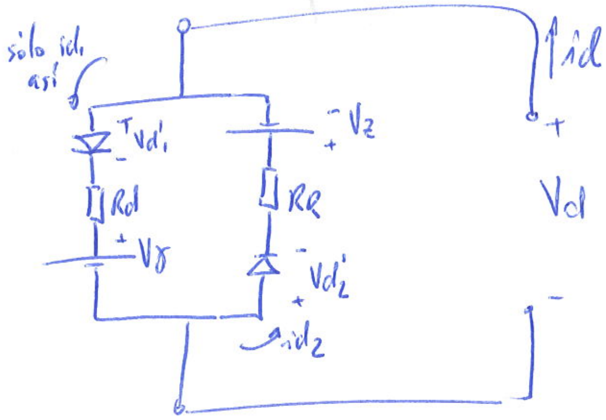
→ si $Vd < V\gamma$ $id = 0$

→ si $Vd > V\gamma$ $Vd' = 0$ → $id = \frac{Vd - V\gamma}{R} = \frac{0'3}{R}$

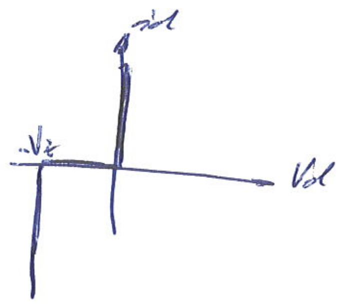
ZENER



=



Zener ideal:



$D_1 \Rightarrow i_{d_1} > 0$

$D_2 \Rightarrow i_{d_2} > 0$

=

D_1 en directa: $V_{d_1} = 0$

$i_{d_1} \geq 0$

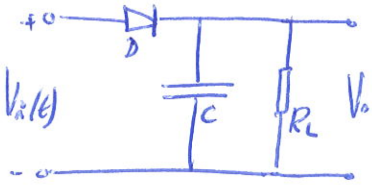
D_1 en inversa: $i_{d_1} = 0$

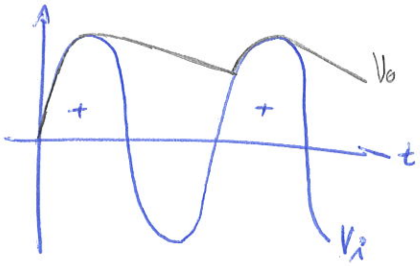
$V_{d_1} > 0$

Rectificación con diodos

Rectificador de Media Onda

$f = 50\,Hz \quad T = 20\,ms$





$\Delta V_o \approx \frac{V_{im}}{R_L \cdot C} \cdot t_{off} = \frac{V_{im}}{R_L \cdot C \cdot f}$

$t_{off} \equiv T = \frac{1}{f}$

$V_{im} \uparrow \Rightarrow \Delta V_o \uparrow$ rizado

Tensión de salida ↑

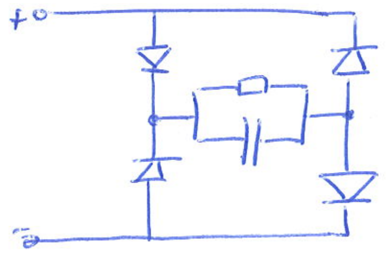
$V_{odc} = V_{im} - \frac{\Delta V_o}{2}$

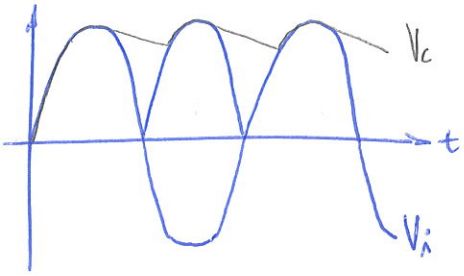
Valor medio de tensión en la salida

Rectificador de Onda Completa

$f = 100\,Hz \quad T = 10\,ms$

Puente de Graetz:



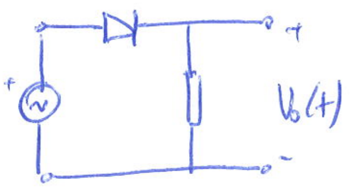


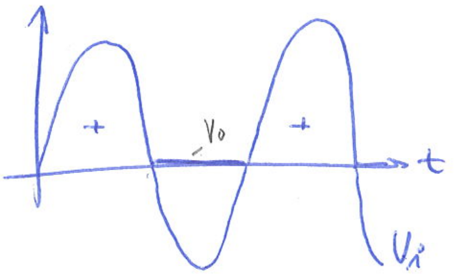
ΔV_o = mitad de $= \frac{V_{im}}{2 f R_L C}$

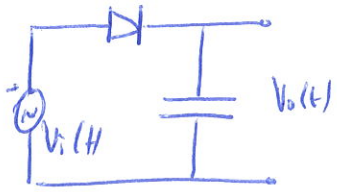
$C \uparrow \Rightarrow \Delta V_o \downarrow$

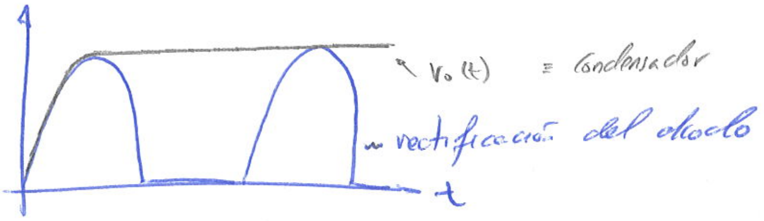
$R_L \downarrow \Rightarrow \Delta V_o \uparrow$

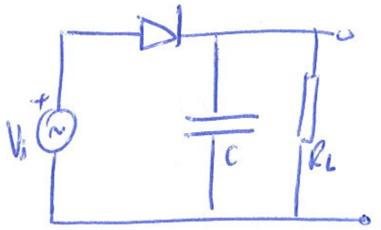
$O.C \Rightarrow \Delta V_o \downarrow$

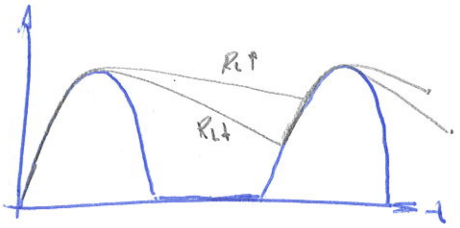


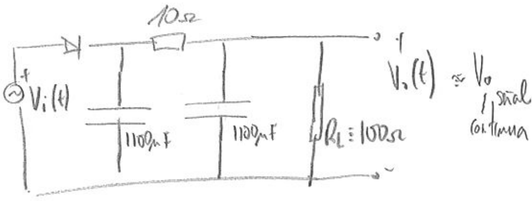




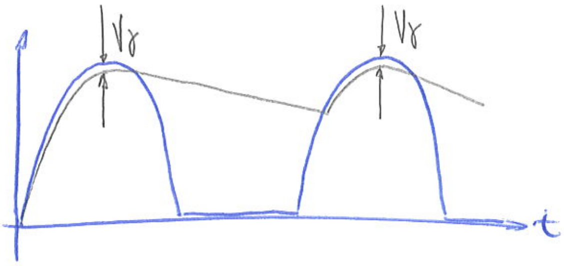




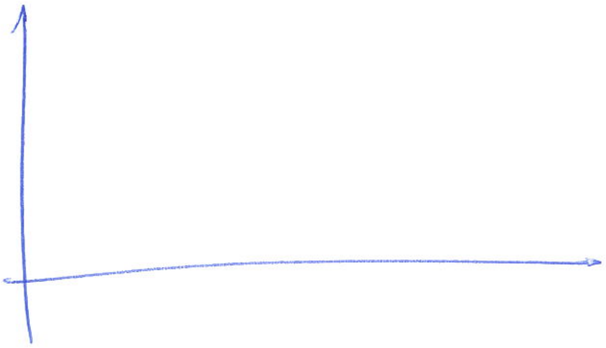




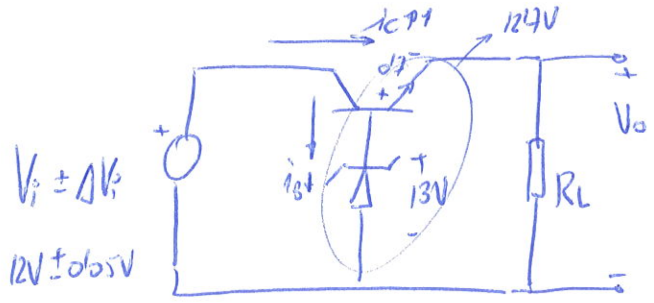
Con el diodo Ideal: $V_d > 0 \rightarrow V_i > V_c$



Corriente del diodo



Estabilización en serie (con Zener)



Punto Q del BJT

- suponemos "activa":

I_{BQ}?

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEact}}{R_B + (\beta+1)R_E} \rightarrow \text{para NPN.}$$

→ mediante KVL.

$I_{EQ} = (\beta+1) I_{BQ}$ (en activa).

en principio $I_{BQ} > 0$ y como $I_{CQ} = \beta I_Q$.

· hallar V_{CEQ} y comprobar NO SAT. ⟺ $V_{EC} > 0'2$ (PNP)

→ mediante otro KVL.

=

HARTMANN

— Diodo:

Real

$V_d \geq 0 \rightarrow i_d \simeq I_S \cdot e^{\frac{V_d}{n \cdot V_T}}$

$V_T = \frac{KT}{q}$

$V_d \leq 0 \rightarrow i_d \simeq I_S$

Ideal

$V_d \geq 0 \rightarrow i_d \rightarrow \infty$ (conduce)

$V_d \leq 0$ $i_d \rightarrow 0$ (no conduce)

— Diodo Zener:

Real

$V_Z \geq 0 \rightarrow i_Z = I_S \cdot e^{\frac{V_Z}{n \cdot V_T}}$

$-V_Z \leq V_Z \leq 0 \rightarrow i_Z \simeq -I_S$

$V_Z < -V_Z \rightarrow i_Z \rightarrow -\infty$

Ideal

$V_Z > 0$ $i_Z \rightarrow \infty$

$-V_Z < V_Z < 0$ $i_Z \rightarrow 0$

$V_Z < -V_Z$ $i_Z \rightarrow -\infty$

— TRT Bipolar:

Zona lineal

$i_E = i_B + i_C$

$i_C = \alpha \cdot i_E$

unión B-E → directa

" C-B → inversa

$i_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_B \rightarrow i_C = \beta \cdot i_B$

Zona Corte

$V_{BE} \leq 0'5V$

uniones B-E, C-B en inversa

Zona Saturación

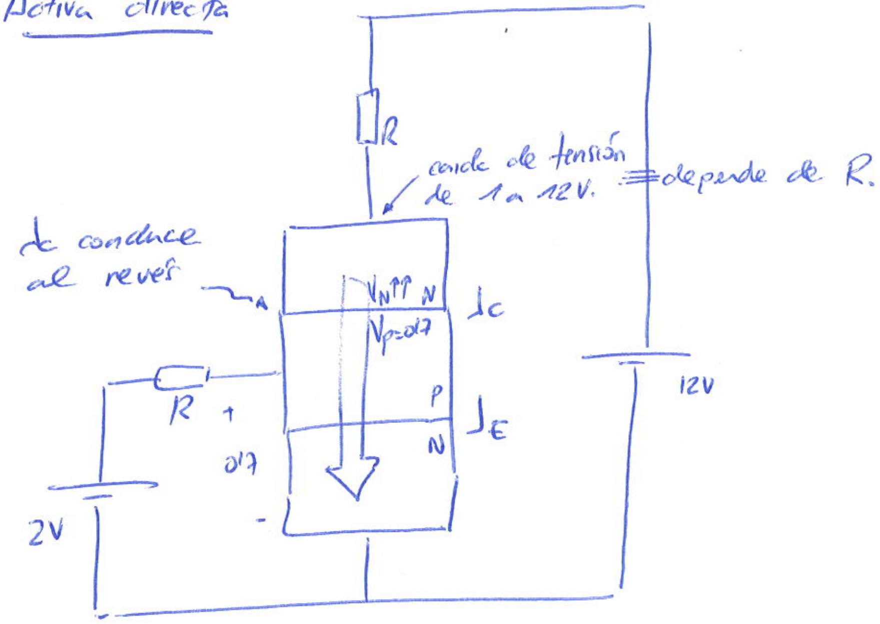
$V_{BE} \geq 0'7V$

uniones B-E, C-B en directa

Molicare®
Incluido en la
¡Seguridad Social!
Moliform®

Molicare, el anatómico para la incontinencia con elásticos.
Moliform, el anatómico para la incontinencia.

Activa directa



$V_n >> V_p$

↓

$V_{JC} = V_p - V_n < 0$

$\shortparallel$

0'7V

JE conduce como un diodo (hacia delante)

Usos.- Activa: proporciona AMPLIFICACIÓN DE SEÑAL y comportamiento lineal.

Activa inversa: de poca amplificación. Tiene usos raros.

Resumen BJT

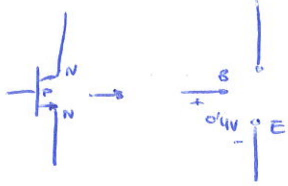
- Corte:

$I_B \simeq 0$ -Silicio-

	NPN	PNP
$I_C \simeq 0$	$V_{BE} < 0'7$	$V_{EB} < 0'7$
$I_E \simeq 0$	$V_{BC} < 0'7$	$V_{CB} < 0'7$

I_E, I_C en inversa.

↑ para asegurar que no estamos en activa inversa.



CORTE

- Activa:

J_E directa
J_C inversa

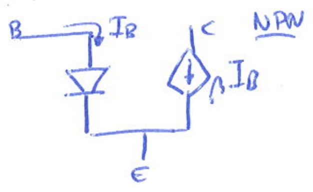
$V_{BE} \simeq cte \simeq V_{BE_{ACTIVA}} \simeq 0'7\,V$ Si. (NPN)

$V_{EB} \simeq cte \simeq V_{EB_{ACTIVA}} \simeq 0'7\,V$ Si. (PNP)

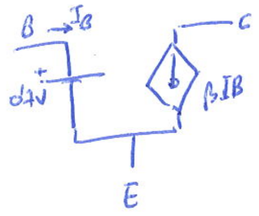
$$I_C = \beta I_B + (\beta+1) I_{CBO} \simeq \beta I_B$$
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \simeq \alpha I_E$$
$$I_E = \simeq (\beta+1) I_B$$
} NPN y PNP.

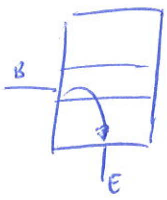
$V_{CE} > V_{CE_{SAT}} \simeq 0'2$ ó $0'1\,V$ NPN
$V_{EC} > V_{EC_{SAT}} \simeq 0'2$ ó $0'1\,V$ PNP
} Asegura que no estamos en SAT.

el transistor equivale a: (en DC)



o bien:





- Saturación:

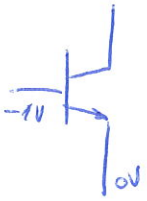
$V_{BE} = 0'7V$ ($= V_{BE_{ACTIVA}}$) la misma de activa NPN.

$V_{EB} = V_{EB_{ACTIVA}} = 0'7V$ PNP.

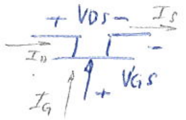
$I_C < \beta I_B$ → da menos corriente de la que se pide.

$V_{CE} \simeq 0'2V$ ó $0'1V$ NPN
$V_{EC} \simeq 0'2V$ ó $0'1V$ PNP

- Activa inversa:



JFET CANAL N



PTO Q (V_{GS}, I_D, V_{DS})

$I_G \approx 0$ (DISPOSITIUS EFECTE DE CAMP)

⇓

$I_D = I_S$ (KCL)

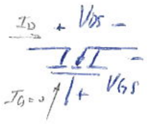
$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right]^2$

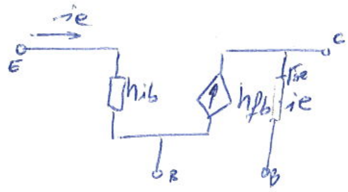
EN SAT: $|V_{DS}| \geq |V_P| - |V_{GS}|$ $\quad V_{GS} > V_P$

TENSIÓ DE "PINCH-OFF"

JFET N : $V_P < 0$

MOSFET





$h_{ib} = \frac{V_T}{I_{EQ}}$

GUANY TENSIÓ $A_v = \frac{v_o}{v_i}$

GUANY CORRENT $A_i = \frac{i_o}{i_i}$

R.C.C. (KVL malla e-c)

R.C.A. (")

$\Delta v_i = \frac{\Delta v_o}{A_v}$ (MES ↓ : Δv_o; AMPLITUD MÀXIMA DEL SENYAL : Δv_i)

MARGES DINÀMICS DE TENSIÓ

$\Delta V_{ECSAT} = V_{ECQ} - V_{ECSAT}$

$\Delta V_{ECTALL} = V_{ECTALL} - V_{ECQ}$

BJT en activa

JFET en saturació

ZENER en ruptura ($I_Z > 0$)

MOSFET en saturació

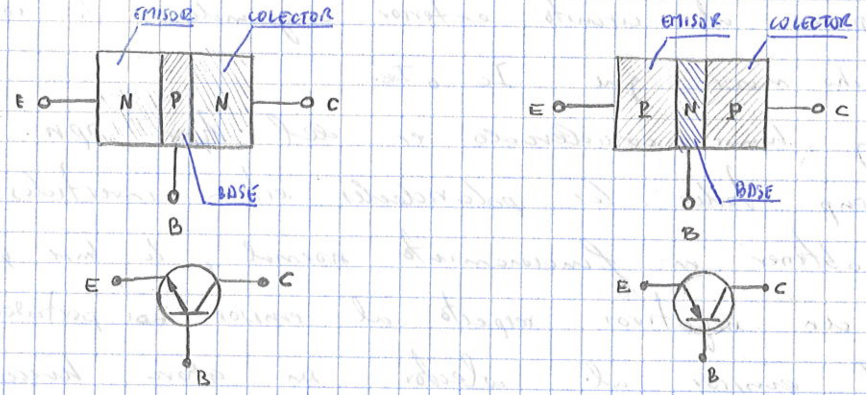
BJT: (ACTIVA)

$I_{CQ} > 0 \rightarrow$ ACT ó SAT

$V_{CEQ} > V_{CESAT} \rightarrow$ ACT (unió base-collector en inversa)

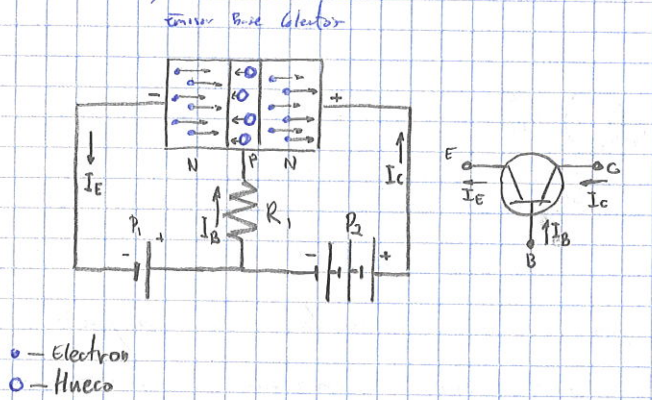
TRANSISTORES DE UNIÓN

Tb llamados triodos de cristal, puede describirse como el conjunto de 3 elementos semiconductores en contacto, en el orden npn o pnp. Los elementos de los extremos llamados emisor y colector están fuertemente dopados, mientras y la región central llamada base es muy delgada del orden de 1 centésima de milímetro y está debilmente dopada (≡ cargada de impurezas). El desarrollo de la técnica de semiconductores y en especial de los transistores comenzó en 1950 y ha revolucionado la industria de la electrónica, excepto en el signo de los portadores de carga y la polaridad de las pilas, la operación de ambos tipos de transistores es idéntica.



En la figura vemos representados los 2 tipos de transistores de igual forma el esquema en un circuito.

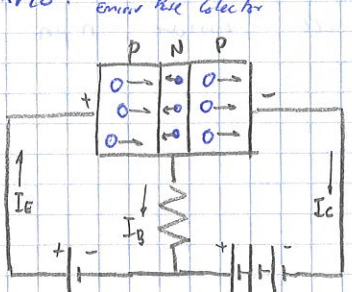
· Veamos el funcionamiento de un transistor de unión npn

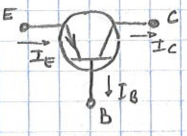


La región de la izquierda tipo n llamada emisor, está conectada al polo negativo de una pila P_1 de pocos voltios, cuyo polo positivo está conectado a la base a través de una resistencia R_1. La región de la derecha tipo n se llama colector y está unida al polo positivo de una batería P_2 de varias decenas de voltios, cuyo polo negativo está conectado a la base. La polaridad de la pila en el circuito emisor base es directa y x tanto aparece una corriente I_E en el sentido

indicado en la figura, en cambio, la polaridad del circuito base-colector está invertida y si estuviera aislado no pasaría corriente, sin embargo, ~~la polaridad~~ como la base es muy delgada la mayor parte de los e⁻ del emisor en lugar de moverse hacia el electrodo de la base o combinarse con los huecos de la base, atraviesan la unión base colector bajo la atracción del voltaje positivo del colector dando origen a una corriente I_c, esta acción se favorece además xq la base es un semiconductor tipo p ligeramente dopado, con lo cual, el nº de huecos que poseen es pequeño y x tanto la probabilidad de recombinación e⁻-hueco es escasa. Por otra parte los pocos e⁻ q no atraviesan la base pasan al circuito exterior originando la corriente I_B que es mucho menor que I_c o I_E.

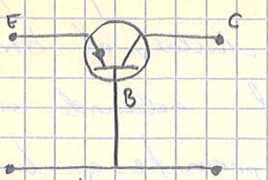
El transistor q hemos considerado es del tipo npn. En los transistores pnp todas las polaridades están invertidas de forma que para obtener un funcionamiento normal, la base y el colector deben ser negativos respecto al emisor. Los portadores de la corriente del emisor al colector son ahora huecos positivos por esta razón en el símbolo de los transistores npn la flecha indica la corriente positiva que sale del emisor y en los pnp es al contrario.



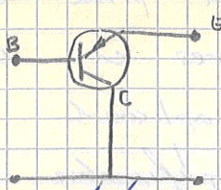


Las ventajas del transistor es que es mucho + pequeño y x tanto el circuito es + compacto que las lámparas convencionales (lámparas triodo) x otra parte no consume energía en el calentamiento de un filamento lo que supone un ahorro en espacio y peso, y una mayor estabilidad.

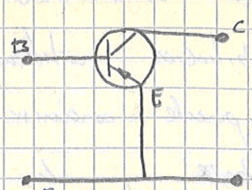
Puesto que el transistor tiene 3 electrodos, y en los circuitos en los q los conectamos son precisos cuatro terminales 2 de entrada de corriente y 2 de salida resulta q sus conexiones tendrán siempre un elemento común obteniéndose 3 montajes diferentes:



En base común

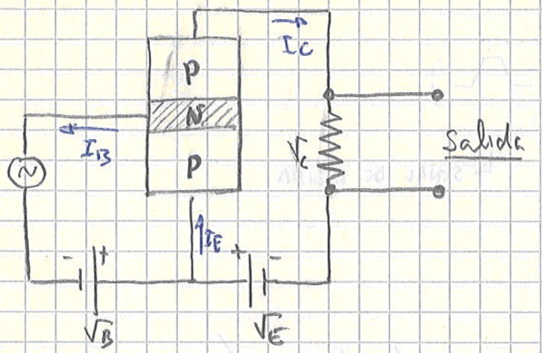


En colector común



En emisor común

Aunque el transistor ya hemos colocado era en base común, el más utilizado es el emisor común



EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR

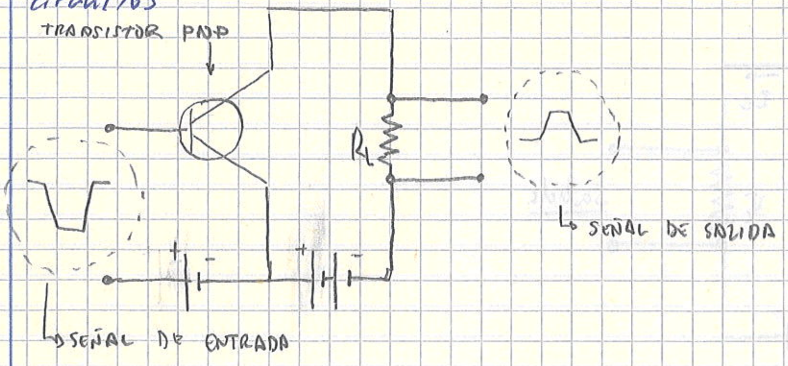
Un amplificador es un dispositivo q aumenta la tensión la corriente o la potencia de una señal eléctrica. Esta capacidad amplificadora se puede expresar por medio de los cocientes entre los valores que tiene la magnitud correspondiente a la salida y a la entrada del amplificador. Por cada mil electrones q parten del emisor 980 x ej. llegan al colector. El ampl transistor amplifica la tensión de entrada mediante, la resistencia q los e^- encuentran al ir de la base al colector es varios miles de veces superior a la q existe entre el emisor y la base de este modo la misma corriente practicam al atravesar una mayor resistencia da lugar a una mayor ganancia de potencial

(ver figura) Un pequeño aumento V_E en el potencial del emisor da lugar a un incremento de $\vec{I_E}$ y en consecuencia un gran aumento de $\vec{I_C}$ en el circuito del colector, lo q equivale a un gran incremento de la tensión V_C, existiendo x tanto una amplificación de la tensión.

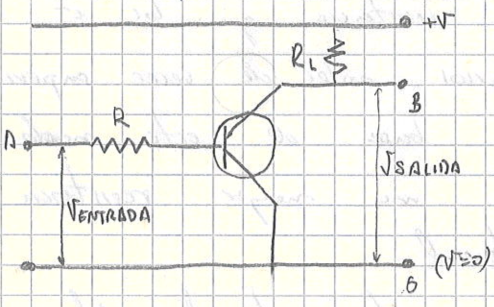
EL TRANSISTOR COMO CONMUTADOR

Cuando se conecta un diodo a un circuito eléctrico, y su entrada es de polarización directa, toda la corriente fluirá por él, y pasará por el circuito pero si la conexión es de polarización inversa, la corriente no se acusará en su salida, o sea, el diodo actúa de conmutador. (interruptor)

La conmutación electrónica se puede conseguir con una mayor flexibilidad utilizando transistores en lugar de diodos, el transistor puede conducir o no, aplicando una señal adecuada a la base y la acción amplificadora de este permite q la amplitud de los pulsos se mantenga a pesar de las pérdidas de voltage que ocurren en las resistencias de los circuitos



En el circuito de la figura la base tiene una pequeña polarización positiva con respecto al emisor x lo q no circula corriente, ni mente, ni en este circuito ni en el del colector, el transistor no conduce y se comporta como un interruptor abierto, la situación se invierte si aparece un impulso de tensión en el circuito de base, la base se hace ahora negativa con respecto al emisor y empieza a pasar corriente x el circuito de base y x tanto, x el circuito del colector.



Consideramos el circuito de la figura formado x un transistor npn, una resistencia R para reducir la corriente de base a un valor adecuado y R_L q es la resistencia de carga q puede ser x ej una lámpara. Cuando el pot. de A sea positivo el transistor conducirá si el transistor fuera pnp no conduciría y si R_L es una lámpara se encenderá. Habrá una caída de potencial entre los extremos de dicha lámpara, la salida B estará a un potencial menor q el de la entrada. Si R_L está elegida de manera adecuada, este potencial de salida puede ser 0; si el potencial de A es negativo o 0 el transistor no conducirá y la lámpara R_L no se

encenderá y al no haber caida de potencial entre sus extremos, la salida B estará al potencial V.

Si x 0 representamos un voltage bajo, x 1 un voltage alto tendremos un funcionamiento del dispositivo llamado ~~Conmutador~~ Inversor, Negador o Puerta No, representado x la siguiente tabla:

PUERTA NO			
	ENTRADA	SALIDA	
hay tensión	1	0	no hay t.
no hay	0	1	hay

El transistor como conmutador es el ejemplo + sencillo de lo q se llama Puerta. La puerta se define como un elemento de un circuito electrónico que impide o deja pasar la corriente deacuerdo con una ~~señal~~ señal q se llama de Gobierno.

FÍSICA NUCLEAR

La evidencia experimental de la existencia del núcleo se inició con el descubrimiento x Becquerel q en 1896 de la reactividad de los compuestos de uranio. 2 años + tarde los esposos Curie descubrieron el Radio y el Polonio, elementos radiactivos de mayor actividad q el Uranio. Con ellos empieza el desarrollo de una nueva ciencia llamada F. Nuclear q estudiara el núcleo atómico su estructura, partículas q lo constituyen y procesos en q estos intervienen; en 1911 Rutheford fue el q expresó la idea de q los átomos poseen una zona central diminuta llamada núcleo, de carga positiva en la que reside la mayor parte de la masa y a su alrededor un volumen grande fundamentalmy vacío en el que giran los e-. Pero para conocer la composición del núcleo, hay q esperar hasta el año 1932 en que Chadwick descubre el e-. A pesar de su pequeñísimo tamaño y de su situación blindada dentro de los átomos, los núcleos han sido objeto de una investigación extensa q todavía continúa en nuestros días. Estos estudios han proporcionado una amplia información respecto al comportamiento de la materia y han abierto la puerta de los enormes recursos de la energía nuclear.

Clasificaremos la física nuclear en baja y alta energía. En la de baja energía se considerarán los procesos en q participa una energía relativamy pequeña como son los de desintegración radioactiva y los q tienen lugar en los reactores nucleares, comprendiendo los de alta energía los procesos entre partículas aceleradas x potentes aceleradores q emplean energía muy elevada (CICLOTRONES)

CONSTITUCIÓN DEL NÚCLEO

El núcleo atómico está formado x neutrones y protones ambos tipos de partículas se llaman Nucleones y poseen prácticamy la misma masa pero difieren en su carga. El protón posee una carga +e y el neutrón no posee carga alguna. En un átomo neutro, el nº de e- en las capas externas al núcleo coincide con el nº de protones del núcleo este nº representado x la letra Z constituye el nº Atómico y caracteriza a un elemento químico de la clasificación periódica de Mendelejev

2 o + átomos pueden tener igual nº atómico (= nº de protones q de e-) y sin embargo diferir en el nº de neutrones, estos átomos se

llaman isótopos. Para distinguir los isótopos, además del nº atómico Z se especifica su nº llamado A (nº másico) q indica la suma del nº de protones y neutrones q contiene.

$$^{A}_{Z}X$$

El núcleo de cualquiera de estos isótopos con un nº atómico Z y un nº de masa A constituyen un nuclido, el nº de neutrones será:

$$N = A - Z$$

Las dimensiones del núcleo atómico dependen del nº másico A según la ec.

$$\boxed{r = r_0 A^{1/3}}$$

r es el radio del núcleo, r_0 es una cte igual a $1'2 \cdot 10^{-15}$ m y como un fermi es igual a $1 \cdot 10^{-15}$ entonces r_0 es 1'2 fm. En estas dimensiones tan diminutas, se encuentra prácticam concentrada toda la masa del átomo. Las masas atómicas y moleculares se miden tomando como unidad un doceavo de la masa del isótopo 12 del carbono. ^{12}C. Que recibe el nombre de unidad de masa atómica.

$$1 \text{ uma} = \frac{1}{12} \frac{M_{12C}}{N_A} = \frac{1}{12} \frac{12 \cdot 10^{-3}}{6'02 \cdot 10^{23}} = 1'66 \cdot 10^{-27} \text{ kg}$$

$$m_p = 1'672 \cdot 10^{-27} \text{ kg} = 1'0072 \text{ uma}$$

$$m_n = 1'674 \cdot 10^{-27} \text{ kg} = 1'0086 \text{ uma}$$

$$m_{e^-} = 9'10930 \cdot 10^{-31} \text{ kg} = 0'000549 \text{ uma}$$

$$\rho = \frac{\text{Masa}}{\text{Volumen}}; \quad M_p \simeq M_n \simeq 1'67 \cdot 10^{-27} \text{ kg}$$

DENSIDAD DEL NUCLEO $\rho = \dfrac{1'67 \cdot 10^{-27} A}{\frac{4}{3}\pi (1'2 \cdot 10^{-15} A^{1/3})^3} = 2'307 \cdot 10^{17} \text{ kg/m}^3$

ENERGIA DE ENLACE NUCLEAR

Podría pensarse q la masa M de 1 núcleo se obtiene sumando Z-veces la masa del protón y N-veces la masa del neutrón. Sin embargo, la masa total M de 1 núcleo es siempre inferior a la suma de las masas de los constituyentes aislados del núcleo. Consideremos x ej. el átomo de Carbono (C). Su núcleo contiene 6 protones y 6 neutrones y existen 6 e^- orbitales la masa total de las partículas constituyentes será:

$$6 m_p = 6 \cdot 1'007297 = 6'043662$$

$$6 m_n = 6 \cdot 1'008665 = 6'051990$$

TOTAL = 12'098946

Como la masa del átomo del ^{12}C es 12, existe una diferencia de 0'098946 uma

$$\begin{array}{r} 12'098946 \\ -\ 12'000000 \\ \hline 0'098946 \end{array}$$

La Energía según la fórmula de Einstein es: $E = \Delta m \cdot c^2$, $c = 3 \cdot 10^8$ m/s

Esto significa q la pérdida o desintegración de la masa se traduce en un desprendimiento de E J. Un kilo de materia conduce a la producción de $9 \cdot 10^{16}$ J $= 1 \cdot (3 \cdot 10^8)^2$ ($\Rightarrow E = \Delta m c^2$). Del mismo modo una unidad de masa atómica (= uma) es igual a:

1 uma = 931 MeV (Mega e-Volt)

Por tanto el defecto de masa del átomo es equivalente a la energía

$0'098946 \times 931 = 92'12$ MeV

Esta energía se llama Energía de enlace (B). Y representa la cantidad de energía q debe suministrarse al átomo para q este se divida en sus partículas constituyentes de igual modo si el átomo se construye a partir de sus componentes se libera la energía de enlace.

Igualmente si se prescinde de los e⁻ orbitales el defecto de masa nuclear se define x la expresión:

$$\frac{B}{C^2} = Z\,m_p + (A-Z)\,m_n - m_N$$

(B/C²: vél. luz; Z: nº atómico; m_p: masa protón; A−Z: nº e⁻ — nº másico (prot + neut); m_n: masa neutrón)

La letra B es la energía de enlace nuclear, y m_N es la masa del núcleo

- Deducir la equivalencia entre la uma y el MeV.

$$1 \text{ uma} = \frac{1}{12} M_{at.}\ {}^{12}C$$

Una unidad de masa atómica es $\frac{1}{12}$ de la masa atómica del ^{12}C y teniendo en cuenta q 12 gramos de ^{12}C contiene $6'02 \cdot 10^{23}$ át. resulta:

$$1 \text{ uma} = \frac{1}{12} \frac{12'000000 \text{ gr}}{6'02 \cdot 10^{23}} = 1'66 \cdot 10^{-24} \text{ gr} = 1'66 \cdot 10^{-27} \text{ Kg}$$

De acuerdo con la fórmula de Einstein:

$$\Delta E = \Delta m c^2 = (1'66 \cdot 10^{-27} \text{Kg})(3 \cdot 10^8 \text{ m/s})^2 = 1'49 \cdot 10^{-10} \text{ J} =$$

$$= 1'49 \cdot 10^{-10} \text{ J} \times \frac{1 \text{eV}}{1'6 \cdot 10^{-19} \text{ J}} = 9'31 \cdot 10^8 \text{ eV} = \underline{\underline{931 \text{ MeV}}}$$

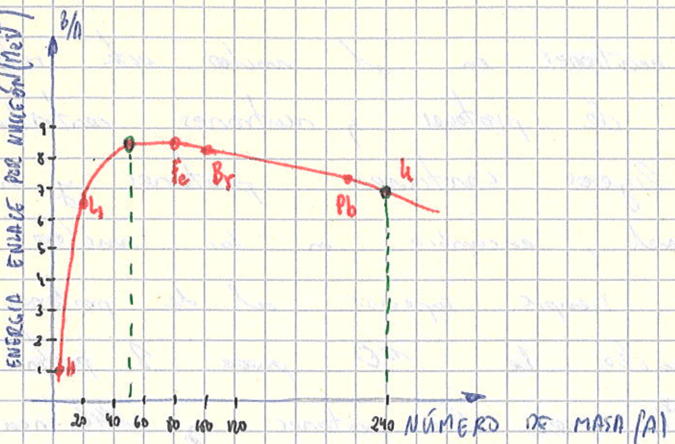
1 uma equivale a 931 MeV de energía

A veces es útil considerar la energía de enlace x nucleón $\frac{B}{\ }$

Para el ^{12}C su valor es:

$$\frac{B}{A} = \frac{92'17}{12} = 7'68 \text{ MeV}$$

La diferencia entre el efecto de masa atómico y el efecto de masa nuclear es despreciable



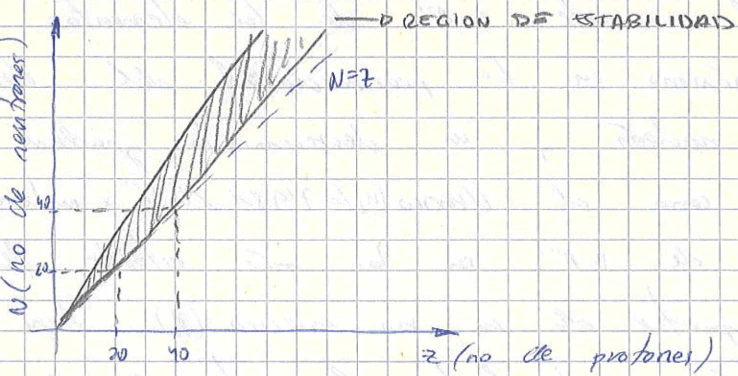
Un gráfico del cociente $B \cdot A^{-1}$ de los elementos en función de A muestra un máximo en las proximidades del hierro (Fe) que es 8'790 MeV x nucleón y un decrecimiento gradual hacia los elementos + pesados tales como el Uranio (U) (= 7'981 MeV x nucleón). Los núcleos con mayor proporción de $B \cdot A^{-1}$ son los más estables. De esta curva se deduce que a partir de un nº másico (A) tiene menor energía de enlace x nucleón que la de los fragmentos si se rompe en 2 partes aprox. iguales. Esto quiere decir que los nucleones en los núcleos + ligeros están + fuertemente ligados que en el núcleo + pesado. Es decir, el sistema formado x dichos núcleos ligeros es + estable que el formado x el otro núcleo, en otras palabras, los nucleones del núcleo + pesado tienen una energía total mayor que la correspondiente a la suma de los nucleones ligeros. Luego si se fisionan los núcleos pesados desprenden energía. El proceso contrario sería el de fusionar núcleos más ligeros para obtener uno + pesado también en este caso la gráfica nos indica que dichos núcleos ligeros tienen − energía de enlace x nucleón que el + pesado. El proceso de fusión nuclear tb conduce al desprendimiento de energía y en mayor medida que el de fisión, como se puede apreciar en la gráfica x la diferencia de valores entre las ramas izquierda y derecha de la misma.

Las energías de enlace químicas son mucho + pequeñas, estas diferencias de orden de magnitud se encuentran tb en las energías desprendidas en las reacciones. Así la fisión de un núcleo de Uranio (U) produce $2 \cdot 10^8$ eV mientras que una de las explosiones quí-

micas e violentas, el trinitro_tolueno (TNT) produce menos de 10 eV x molécula. En resumen a igualdad de masa las reacciones nucleares producen energía en un orden superior en varios millones de veces a la producida en las reacciones químicas.

* ESTABILIDAD NUCLEAR

La presencia de los neutrones en el nucleo está relacionada con su estabilidad. El apareamiento de protones y neutrones contribuye a la estabilidad. Los nucleos ligeros contienen protones y neutrones en no. aproximadamente igual, encambio en los nucleos pesados el no. de neutrones es siempre superior al de protones, así x ej. mientras q el nucleo de ^{16}O posee 8 protones y 8 neutrones, el nucleo de ^{238}U posee 92 protones y 146 neutrones



En la figura se muestra un gráfico del N en funcion del Z para los nucleos estables no radiactivos, se ve q aproximadamente de a partir de Z=30 exsiste un exceso de neutrones como si su no. debiera necesariamente crecer para mantener la estabilidad del núcleo a medida q crecen las cargas ++, un nucleo fuera de la banda de estabilidad del gráfico tiende a convertirse en estable desintegrandose espontaneamente en otro nucleo + próximo a esta banda. Si el nucleo está a la izquierda de la region de estabilidad (lapiz) es xq posee un exceso de neutrones y puede convertirse en estable x un mecanismo q le disminuya la relacion N/Z, x el contrario si está a la derecha es xq tiene un exceso de protones su estabilidad se consigue mediante un mecanismo q incrementa la relacion N/Z.

RADIOACTIVIDAD NATURAL

La radioactividad natural fue descubierta x Becquerel en 1896 cuando comprovó q un mineral de uranio emitía unos rayos similares a los rayos X (Roentgen) muy penetrantes y q impresionaban las placas fotográficas en la oscuridad. En 1988 los esposos Courie descubrieron otros 2 elementos el Polonio (Z=84) y el

Radio Z= 58 q eran mucho más radiactivos que el Uranio. + tarde se encontró q el Torio tenía propiedades análogas y hoy en día se conocen muchos elementos radioactivos de nº atómicos comprendidos entre Z= 83 y Z=92 los estudios realizados sobre estos elementos demostraron q las radiaciones q emiten estaban formadas x 3 clases diferentes de rayos llamados α, β y γ. Los rayos α eran detenidos x una hoja de papel, obtenían una trayectoria en el aire de pocos cms. Los rayos β eran + penetrantes y podían atravesar láminas de algunos milímetros de espesor de metales ligeros. Los rayos γ eran mucho + penetrantes todavía. Se estudió el comportamiento de estos rayos frente a campos eléctricos y magnéticos llegando a la conclusión de q los rayos α y β se desviaban en direcciones opuestas al tiempo q la desviación de los α eran mucho menor q los β. Los rayos β se identificaron rápidamente como rayos catódicos es decir como e⁻ mientras q los rayos alfa se identificaron más tarde como núcleos de átomos de Helio. Hasta 1914 no se demostró q los rayos γ eran de naturaleza similar a la de los rayos X. Dado q los llamados rayos α y β son en realidad partículas, hoy día se ha sustituido dicha denominación x partículas α y partículas β, siguiendo utilizando rayos o radiación γ.

La emisión de partículas α y β comporta la transformación del núcleo original en otro pudiendo quedar este en un estado excitado. El proceso xel cual un núcleo excitado pasa a su estado fundamental de menor energía constituye la radiación γ. ~~La emisión de partículas α y β comportan la transformación del núcleo original en otro pudiendo quedar este en un estado excitado.~~

La energía de dicha radiación depende de su frecuencia siendo igual a h.ν.

Las características de las radiaciones nucleares se resumen en la siguiente tabla.

RADIACIÓN	CARGA	MASA (UMA)	NATURALEZA
α	+2e	4	Partícula (Núcleo Helio)
β	-e	1/1840	" (e⁻ rápidos)
γ	0	0	Radiación

LEY DE LA DESINTEGRACIÓN NUCLEAR

La desintegración nuclear es un proceso aleatorio y x tanto sólo es posible estudiarlo en grandes colectivos de núcleos x esta razón intentar predecir si un determinado núcleo va a sufrir o no desintegración es algo q carece de

sentido.

El problema se plantea desde el pto. de vista estadístico. Dada una población de N_0 nucleos el no. de ellos dN q se desintegran en un tiempo dt es proporcional al no. N de nucleos existentes en ese momento.

$$dN = -\lambda N \, dt$$

La cte. λ llamada cte. radiactiva depende de la sustancia q se desintegra.

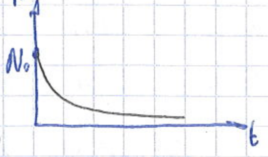
$$\lambda = -\frac{1}{N}\left(\frac{dN}{dt}\right)$$

Representa en valor absoluto la rapidez de desintegración x cada nucleo $\left(\frac{dN}{dt}\right)$ si λ es grande, la sustancia radiactiva desaparecerá al poco tiempo y tardará en hacerlo en caso contrario. Dimensionalmente $[\lambda] = [T^{-1}]$

$$dN = -\lambda N \, dt$$

$$\frac{dN}{N} = -\lambda \, dt$$

$$\int_{N_0}^{N} \frac{dN}{N} = -\int_0^t \lambda \, dt \longrightarrow \ln N \Big]_{N_0}^{N} = -\lambda t \Big]_0^t$$



$$\ln N - \ln N_0 = -\lambda t - 0$$

$$\ln \frac{N}{N_0} = -\lambda t \longrightarrow \frac{N}{N_0} = e^{-\lambda t} \longrightarrow \boxed{N = N_0 e^{-\lambda t}}$$

- LEY DE DESINTEGRACIÓN RADIOACTIVA -

Al cociente dN/dt se le llama actividad de la sustancia y se mide en Curies q es la actividad de una sustancia q presenta $3'7 \cdot 10^{10}$ desintegraciones x segundo. Fue elegida de forma q un gramo de Radio (Ra) tenía la actividad de 1 C (Curie). La unidad en el sistema internacional es el Becquerel q es igual a 1 desintegracion x segundo.

VIDA MEDIA Y PERIODO DE SEMIDESINTEGRACION DE UNA SUSTANCIA RADIOACTIVA

A partir del valor de N se puede obtener el tiempo q tarda el nucleo en desintegrarse. Esta magnitud se llama vida media (τ). Y matemáticamente es el tiempo al cabo del cual el no de átomos q subsisten es N_0/e y viene expresado x:

$$\tau = \frac{1}{N_0}\int_0^{N_0} t \, dN \; ; \quad N = N_0 e^{-\lambda t}$$

$$dN = -\lambda N_0 e^{-\lambda t} dt$$

$$\tau = \frac{1}{N_0}\int_{\infty}^{0} t\left(-\lambda N_0 e^{-\lambda t} dt\right) = -\lambda \int_{\infty}^{0} t e^{-\lambda t} dt \rightarrow t = \infty \; ; \; N = 0$$

lo q representa q en ese instante ya se ha desintegrado los N_0 núcleos de la muestra.

$$\bar{\tau} = -\lambda \int_{\infty}^{0} t e^{-\lambda t}\, dt$$

$u = t \longrightarrow du = dt$

$dv = e^{-\lambda t} dt \longrightarrow v = -\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda t}$

$$\boxed{\int u\,dv = uv - \int v\,du}$$

$$\bar{\tau} = -\lambda \left[t \left(-\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda t} \right) \right]_{\infty}^{0} + \lambda \int_{\infty}^{0} -\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda}$$

$$\bar{\tau} = \frac{1}{\lambda}$$

La vida media ($\bar{\tau}$) es la inversa de la constante radiactiva (λ). La vida media ($\bar{\tau}$) oscila entre 10^{-10} seg. y 10^{14} años. Otro dato interesante es el periodo de semidesintegración se suele representar x la letra T y es el tiempo q tarda una muestra de un material radiactivo en reducirse a la mitad. Es decir para un tiempo igual al periodo, el núcleo se ha reducido a la mitad de los núcleos iniciales.

$t = T \longrightarrow N = \frac{N_0}{2}$

$N = N_0 e^{-\lambda t}$

$$\frac{N_0}{2} = N_0 e^{-\lambda t} \rightarrow \frac{1}{2} = e^{-\lambda T} \text{ — } -\ln 2 = -\lambda T \longrightarrow \boxed{T = \frac{\ln 2}{\lambda}} = \frac{0'693}{\lambda} = 0'693\,\bar{\tau}$$

Que nos dice q el periodo de semidesintegración es independiente del no. de núcleos presentes.

El periodo del estroncio 90 es de 28 años.

1) Calcular la cte de desintegración
2) La actividad de una muestra de 2mg de 90
3) Tiempo q tiene q transcurrir para q dicha muestra se reduzca a 0'5 mg
4) La actividad de dicha muestra de 0'5 mg.

a) $\lambda = \frac{0'693}{T} = \frac{0'693}{28 \cdot 365 \cdot 24 \cdot 60 \cdot 60} = \boxed{7'848 \cdot 10^{-10}\ s^{-1}}$

b) $\frac{dN}{dt} = \frac{d(N_0 e^{-\lambda t})}{dt} = -N_0 \lambda e^{-\lambda t} = -\lambda N$

$$\left| \frac{dN}{dt} \right| = \lambda N = 7'848 \cdot 10^{-10} \frac{2 \cdot 10^{-6}}{90 \cdot 1'66 \cdot 10^{-27}} = \boxed{10'5 \cdot 10^{9}\ s^{-1}}$$

c) Cada periodo la muestra se reduce a la mitad y al pasar de 2 a 0'5 es una cuarta parte 2 periodos x28 = 56 años

d) La cuarta parte de la actividad de la muestra es de 2 mg

$\frac{10'5 \cdot 10^{9}}{} = \boxed{2'62 \cdot 10^{-9}\ s^{-1}}$

— Que masa de ^{238}U posee la actividad de 1 mC. La cte. radioactiva del ^{238}U es $\lambda = 4'9 \cdot 10^{-18}\ seg^{-1}$

$\lambda = 4'9 \cdot 10^{-18}\ s^{-1}$

$$\frac{dN}{dt} = -\lambda N = -\lambda N_0 e^{-\lambda t}$$

$$N = \frac{m}{M} N_A \quad ; \quad -\frac{dN}{dt} = 1\,\text{milicurie} \times \frac{3'7 \cdot 10^{10}}{1000}\ Bq = 3'7 \cdot 10^{7}\ Bq$$

$$\frac{dN}{dt} = -\lambda \frac{m}{M} N_A \longrightarrow m = M \frac{(dN/dt)}{\lambda N_A} = \frac{238 \cdot 10^{-3} \cdot 3'7 \cdot 10^{7}}{4'9 \cdot 10^{-18} \cdot 6'02 \cdot 10^{23}} = \boxed{2'985\ Kg}$$